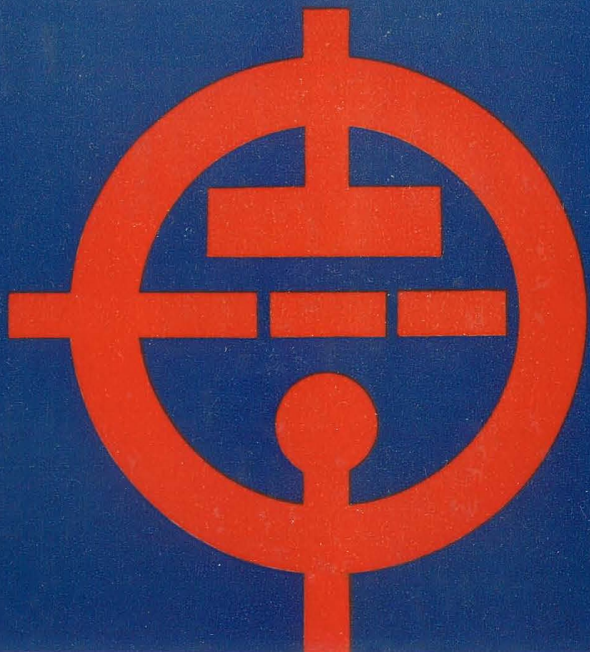
ELEKTRONISCHES JAHRBUCH 1965



Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateur 1965

Herausgeber: Ing. Karl-Heinz Schubert

Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur 1965

DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

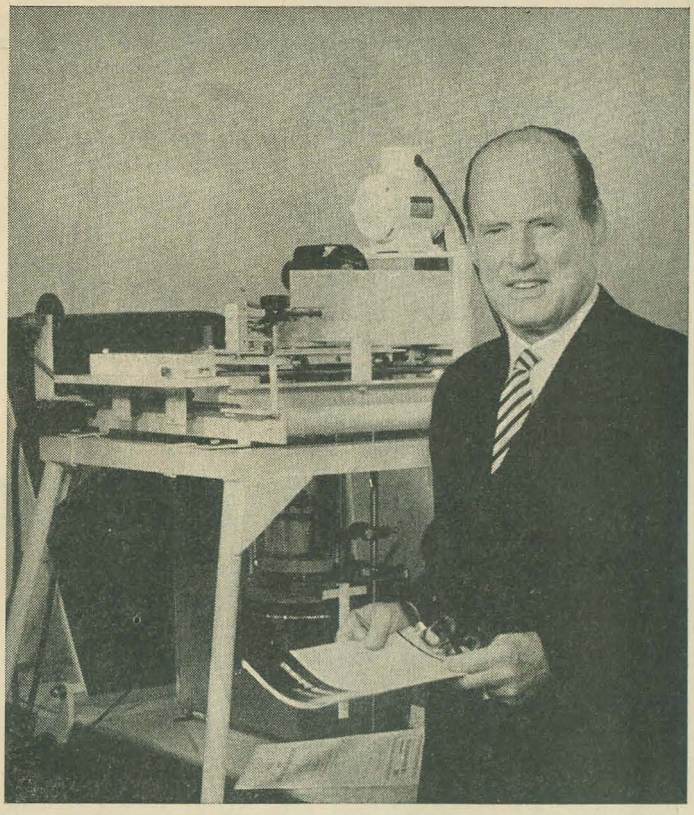
Redaktionsschluß: 15.März 1964

1. – 25. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1964
Lizenznummer 5
Kartendruckgenehmigung des MdI Nr. 877/64
Zeichnungen: Heinz Bormann (27), Harri Parschau (2);
Heinz Grothmann (technische Zeichnungen)
Fotos: Archive der Verfasser oder Werkfotos
Lektor: Sonja Topolov
Hersteller: Hans Kohls · Korrektor: Ilse Fähndrich
EVP: 7,80 MDN

4
N

Wir müssen auf dem Gebiet der Elektronik den notwendigen wissenschaftlichen Vorlauf erreichen, die internationalen Erkenntnisse und Erfahrungen besser nutzen und die Entwicklung der elektronischen Industrie komplex planen und leiten.

(Walter Ulbricht auf der 5. Tagung des Zentralkomitees der SED)



Zum Geleit

Ein hoher Entwicklungsstand der Elektronik bzw. der Mikroelektronik ist nicht nur für die verschiedenen Zweige der Nachrichtentechnik von fundamentaler Bedeutung, sondern darüber hinaus eine entscheidende Voraussetzung für die Erhöhung der Arbeitsproduktivität in fast allen Industriezweigen durch Regelung und Automatisierung der Produktionsvorgänge. So wird es nur durch ein sehr hohes Niveau der künftigen Elektronik möglich sein, die Weltmarktfähigkeit unserer Produktionen für weite Bereiche unserer Wirtschaft zu sichern.

Bei der geschilderten Lage verdient die Einschätzung größte Aufmerksamkeit, daß in den nächsten Jahren bei einigen industriell höchstentwickelten Staaten ein Wechsel der Methoden in weiten Bereichen der Halbleitertechnik, der elektronischen Bauelemente, der Speicherelemente und ihrer Miniaturisierung zu erwarten ist.

Einen sprunghaften Übergang zu völlig neuartigen Methoden und Technologien kann man hin und wieder bei noch nicht ausgereiften Zweigen der Technik beobachten. Ein extremes, aber typisches Beispiel dieser Art war der Übergang vom mechanischen zum elektronischen Fernsehen Anfang der dreißiger Jahre. Solchen Entwicklungsphasen ist ein sehr bedeutsamer wirtschaftlicher Aspekt zugeordnet, denn wenn man die Erkenntnis eines solchen Stadiums mit konzentriertem Handeln verbindet, dann besteht beste Aussicht, in fast einem Sprung aus der Rückständigkeit bis zur vordersten Front in Entwicklung und Produktion vorzudringen. In einer solchen Phase ist es so, als ob in dem großen Wettrennen ein neuer Start erfolgt.

Daß sich gegenwärtig auf dem Felde von Elektronik und Mikroelektronik eine solche Entwicklungsphase anbahnt, ist aus der operativen Auswertung von Informationen, die sich in Originalarbeiten und Inseraten ausländischer Fachzeitschriften vorfinden, sowie aus Gesprächen auf wissenschaftlichen Konferenzen mit Sicherheit zu erkennen. Bei solchen Studien zeichnet sich ab, daß bei den genannten elektronischen Elementen, welche passive und aktive Bauteile umschließen, in naher Zukunft der Übergang zur Dünnschichttechnik vollzogen wird. Die dünnen Schichten werden dabei zum Teil als Vielfachschichten durch Bedampfen im Höchstvakuum über Masken hergestellt.

Die Zielsetzung ist unter anderem: die Reduzierung des Eigenbedarfes an

Raum und Energie durch Miniaturisierung und Integrierung ganzer Baugruppen zu Komplexen, ferner die Verbilligung der Produktion und schließlich die Erhöhung der Sicherheit in Produktion und Betrieb.

Ein sehr günstiger Umstand, welcher die Höhe der Investitionen für die Schaffung der Produktionsmittel begrenzt, besteht darin, daß es sich im wesentlichen nur um eine einzige Technologie handelt, wobei wir gerade in der DDR über gute Traditionen bei den benötigten Hilfstechniken (Hochvakuumtechnik, Technik von Elektronenstrahlen hoher Leistung bzw. Leistungsdichte. Elektronenstrahl-Vielsystemanlage für Bedampfen im Höchstvakuum. Strahlungswerkzeuge zur Mikrobearbeitung) verfügen. Die Voraussetzungen für einen neuen Start auf dem Gebiet der Elektronik und Mikroelektronik sind bei uns daher sehr gut.

Auf der Ebene des Forschungsrates hatte sich der Autor dieser Zeilen aus den geschilderten Gründen 1963 für die Bildung eines ausgeprägten Schwerpunktes aus der skizzierten Linie eingesetzt. Inzwischen sind intensive kollektive Anstrengungen und Entwicklungsarbeiten organisiert worden. Damit sich diesen Bemühungen ein durchschlagender wirtschaftlicher Erfolg anschließt, kommt es darauf an, daß sie in breiter Front durch die Mitarbeit aller derjenigen ergänzt werden, die zur Hochzüchtung unserer künftigen Elektronik beitragen können, insbesondere durch die Mitarbeit junger Elektroniker mit gründlichen Fachkenntnissen und leidenschaftlichem Interesse für ihr Fachgebiet. Gerade an diese Fachkreise wendet sich das vorliegende „Elektronische Jahrbuch".

Eine willkommene Gelegenheit ist daher, an dieser Stelle zu intensiver Mitarbeit an den vielen sich abzeichnenden Aufgaben modernster Prägung aufzurufen. Die meisten dieser Aufgaben beziehen sich auf das Erarbeiten günstiger Programmierungen der Elektronenstrahl-Dünnschicht-Produktionsanlagen. Die Palette der Aufgaben beginnt bei der Erforschung der Elementarprozesse und der zugeordneten Technologie für die aktiven Dünnschichtelemente. Sie führt weiter über die Technologieentwicklung der passiven Dünnschichtelemente, über die Hochzüchtung von Fertigungsverfahren für mikrostrukturierte Bedampfungsmasken, über elektronische Dampfdichtestabilisierung, über elektronisch-mechanische Steuerung der zu bedampfenden Einheiten während der Fertigungsprozesse bis zur Festlegung und Standardisierung miniaturisierter Baugruppen, bei denen eine sehr große Zahl aktiver und passiver Elemente mitwirkt.

Am Ende dieser Entwicklung stehen standardisierte, betriebssichere mikroelektronische Bausteine, z. B. für die Steuer- und Regeltechnik, für Rechenautomaten, Informationsspeicher, Büromaschinen, Kameraverschlüsse, Fernsprechvermittlungszentralen, für die Nachrichtentechnik, für die Verstärkertechnik, für die Meßtechnik sowie für die medizinische Elektronik und Bionik.

Manfred von Ardenne

Dresden-Weißer Hirsch, im Sommer 1964

Inhaltsverzeichnis

Prof. Dr. h. c. Manfred v. Ardenne
Zum Geleit 7

Kalendarium 13

Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig
Zu Großem durch Kleinheit 27

Korvettenkapitän (N) Werner Krüger
Faseroptik – unentbehrlich für die Armee 38

Rudi Bunzel
Im Radioklub ist immer etwas los 43

Rolf Anders
Interessantes aus der Halbleitertechnik 48

Oberstleutnant Rudolf Greßler
Der Weg zum Nachrichtenoffizier 54

Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer
Fortschritte in der HF-Technik 64

Ing. Klaus K. Streng
Fortschritte im UHF-Fernsehen 74

Lichtwellengeneratoren und „Todesstrahlen“ 83

Ing. Karl-Heinz Schubert
Forschungsinstitut Manfred von Ardenne 94

Ing. Karl-Heinz Schubert
Dioden und Transistoren in der Praxis des Funkamateurs 102

Ing. Karl-Heinz Schubert
TANDEL – ein neues elektronisches Bauelement 113

Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer
Abstimmung von Rundfunk- und KW-Empfängern mit Kapazitätsdioden 127

Ing. Harry Brauer
Einseitenbandtechnik mit Transistoren 133

Off.-Schüler Radtke
Einfaches Prüfgerät für Transistoren 140

Willy Grob
Elektronischer Zeitschalter für höhere Schaltzeiten..... 143

H. W. Tschichhold
Das Eul-Interview – Elektronische Randnotizen 147

Ing. Dieter Müller
... und für die Puppenstube eine Musiktruhe
(Transistor-Kleinempfänger mit eisenloser Endstufe) 151

Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer
Zweiter Frühling einer bejahrten Schaltung (Transistor-Einbereich-super) 166

Dipl.-Math. Claus Goedecke
Kybernetik – keine Geheimwissenschaft 171

Peter Pfeiffer
Da würde selbst Adam Ries staunen 179

Rolf Anders
Elektrisches Messen nichtelektrischer Größen 191

„Geschwister" Bionik und Elektronik 199

Karl Fischer
Elektronik in der Medizin 207

Ing. Klaus K. Streng
Einführung in die HF-Stereofonie nach dem Pilottonverfahren ... 215

Willfried Schurig
Streifzug durch die Richtfunktechnik 223

Korvettenkapitän (N) Werner Krüger
Radar – das Auge der Armee 231

Ing. Klaus K. Streng
Moderne Meßgeräte unserer Industrie 241

Reinhard Oettel
Funkfernschreiben im Amateurfunk 253

Rudi Bunzel
„Hier ist der Fuchs“ 261

Günter Fietsch
Der Q-Multiplier – ein elektronisches Quarzersatzfilter 272

Ing. Theo Reck
KW-Konverter für 80 m und 40 m 281

Peter Wiese
Multibandkreise im Amateursender 287

Reinhard Oettel
Mit Funkstationen kleiner Leistung im Gelände 299

Klaus Strietzel
Kleinstation für den UKW-Amateur 306

Peter Zeisberg
Technik auf 70 cm 313

Dipl.-Ing. Heinz Lange
Elektronische Berechnung von Funkprognosen für Kurzwellen .. 323

Ing. Klaus K. Streng
Was sind Nuvistoren? 327

Hagen Jakubaschk
Verstärkerschaltungen für den Hi-Fi-Freund 331

Ing. Klaus K. Streng
Moderne Schaltungen mit Elektronenröhren 339

Inseln als Antennen 345

Karl Rothammel
Moderne UKW- und Fernsehantennen 349

Hagen Jakubaschk
Vielseitige Modellfernsteuerung nach dem Proportionalsystem 364

Zum Nachdenken – Preisrätsel 379

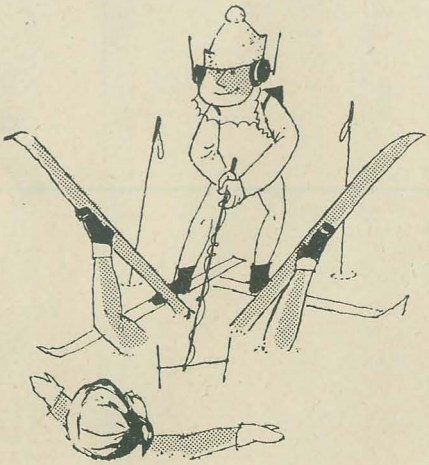
Tabellenanhang 381

Funktechnischer Rechenstab (Anlage)

Januar

1	Fr
2	Sa
3	So
4	Mo
5	Di
6	Mi
7	Do
8	Fr
9	Sa
10	So
11	Mo
12	Di
13	Mi
14	Do
15	Fr
16	Sa
17	So
18	Mo
19	Di
20	Mi
21	Do
22	Fr
23	Sa
24	So
25	Mo
26	Di
27	Mi
28	Do
29	Fr
30	Sa
31	So

1. 1. 1894	Heinrich Hertz gestorben
2. 1. 1959	Start der ersten kosmischen Raumsonde der UdSSR
3. 1. 1876	Wilhelm Pieck geboren
7. 1. 1834	Philipp Reis geboren
14. 1. 1874	Philipp Reis gestorben
18. 1. 1956	Gründung der Nationalen Volksarmee
21. 1. 1924	W. I. Lenin gestorben
22. 1. 1775	André Ampère geboren
31. 1. 1925	Erste Kurzwellenübertragung aus den USA, die vom Sender Stuttgart weiterverbreitet wurde



Februar

1	Mo
2	Di
3	Mi
4	Do
5	Fr
6	Sa
7	So
8	Mo
9	Di
10	Mi
11	Do
12	Fr
13	Sa
14	So
15	Mo
16	Di
17	Mi
18	Do
19	Fr
20	Sa
21	So
22	Mo
23	Di
24	Mi
25	Do
26	Fr
27	Sa
28	So

3. 2. 1862	Jean Baptiste Biot gestorben
10. 2. 1923	Wilhelm Conrad von Röntgen gestorben
11. 2. 1847	Thomas Alva Edison geboren
20. 2. 1913	Robert von Lieben gestorben
20. 2. 1962	Start des ersten bemannten Erdsatelliten der USA mit J. H. Glenn
22. 2. 1857	Heinrich Hertz geboren
23. 2. 1855	Carl Friedrich Gauß gestorben

März

1	Mo	Tag der NVA
2	Di	Fastnacht
3	Mi	
4	Do	
5	Fr	
6	Sa	
7	So	
8	Mo	Internationaler Frauentag
9	Di	
10	Mi	
11	Do	
12	Fr	
13	Sa	
14	So	
15	Mo	
16	Di	
17	Mi	
18	Do	
19	Fr	
20	Sa	
21	So	Frühlingsanfang
22	Mo	
23	Di	
24	Mi	
25	Do	
26	Fr	
27	Sa	
28	So	
29	Mo	
30	Di	
31	Mi	

1. 3. 1936	Erster deutscher Fernsehsprechdienst in Berlin eröffnet
2. 3. 1830	Samuel Thomas von Sömmering gestorben
5. 3. 1827	Alessandro Volta gestorben
8. 3. 1929	Erste drahtlose Fernseh-Versuchssendungen (noch ohne Ton) durch die Deutsche Post
9. 3. 1851	Hans Christian Oerstedt gestorben
11. 3. 1894	Otto Grotewohl geboren
12. 3. 1824	Gustav Robert Kirchhoff geboren
14. 3. 1883	Karl Marx gestorben
16. 3. 1787	Georg Ohm geboren
16. 3. 1831	James Clark Maxwell geboren
16. 3. 1858	Alexander Stepanowitsch Popow geboren
22. 3. 1935	Beginn des ersten regelmäßigen Fernsehprogrammdienstes der Welt in Berlin
25. 3. 1925	Gründung des Arbeiter-Radio-Clubs Deutschland e. V.
27. 3. 1845	Wilhelm Conrad Röntgen geboren

April

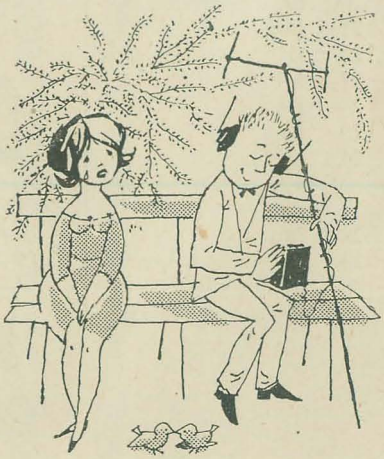
1	Do	
2	Fr	
3	Sa	
4	So	
5	Mo	
6	Di	
7	Mi	
8	Do	
9	Fr	
10	Sa	
11	So	
12	Mo	
13	Di	
14	Mi	
15	Do	
16	Fr	Karfreitag
17	Sa	
18	So	Ostersonntag
19	Mo	Ostermontag
20	Di	
21	Mi	
22	Do	
23	Fr	
24	Sa	
25	So	
26	Mo	
27	Di	
28	Mi	
29	Do	
30	Fr	

2. 4. 1872	Samuel Morse gestorben
4. 4. 1925	Gründung des Weltrundfunkvereins in Genf (UIR)
6. 4. 1923	Erster deutscher Radioclub in Berlin gegründet
11. 4. 1923	Erste deutsche Rundfunkzeitschrift erschienen („Radio“)
12. 4. 1961	J. A. Gagarin startet zum ersten bemannten Weltraumflug
21. 4. 1946	Vereinigungsparteitag der KPD und der SPD, Gründung der SED
22. 4. 1870	W. I. Lenin geboren
25. 4. 1874	Guglielmo Marconi geboren
27. 4. 1791	Samuel Morse geboren
30. 4. 1777	Carl Friedrich Gauß geboren

Mai

1	Sa	Internationaler Kampf- und Feiertag der Werktätigen
2	So	
3	Mo	
4	Di	
5	Mi	
6	Do	
7	Fr	
8	Sa	Tag der Befreiung
9	So	
10	Mo	
11	Di	
12	Mi	
13	Do	
14	Fr	
15	Sa	
16	So	
17	Mo	
18	Di	
19	Mi	
20	Do	
21	Fr	
22	Sa	
23	So	
24	Mo	
25	Di	
26	Mi	
27	Do	Himmelfahrt
28	Fr	
29	Sa	
30	So	
31	Mo	

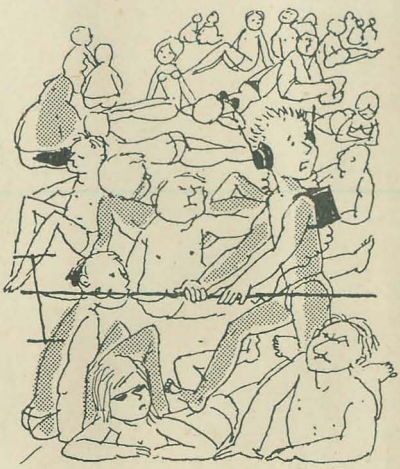
5. 5. 1818	Karl Marx geboren
7. 5. 1895	A. Popow erfindet die Antenne bei Versuchen mit drahtloser Telegrafie
8. 5. 1940	Georg von Arco gestorben
13. 5. 1945	Beginn des demokratischen Rundfunks in Deutschland
14. 5. 1955	Abschluß des Warschauer Vertrags
15. 5. 1900	Erste deutsche Funktelegrafenanlage für allgemeinen Verkehr in Betrieb genommen



Juni

1	Di	Internationaler Tag des Kindes
2	Mi	
3	Do	
4	Fr	
5	Sa	
6	So	Pfingstsonntag
7	Mo	Pfingstmontag
8	Di	
9	Mi	
10	Do	
11	Fr	
12	Sa	
13	So	
14	Mo	
15	Di	
16	Mi	
17	Do	
18	Fr	
19	Sa	
20	So	
21	Mo	
22	Di	Sommersanfang
23	Mi	
24	Do	
25	Fr	
26	Sa	
27	So	
28	Mo	
29	Di	
30	Mi	

1. 6. 1957	Beginn des Internationalen Geophysikalischen Jahres (IGY), 1.6.1957–31.12.1959
6. 6. 1850	Karl Ferdinand Braun geboren
8. 6. 1921	Erste Oper („Madame Butterfly") aus der Berliner Staatsoper vom Sender Königs Wusterhausen übertragen
10. 6. 1836	André Ampère gestorben
11. 6. 1950	Grundsteinlegung für das Fernsehzentrum des Deutschen Fernsehfunks in Berlin-Adlershof
14. 6. 1963	Zweiter kosmischer Gruppenflug durch V. Bykowski und V. Tereschkowa, 14.–16.6.
26. 6. 1824	William Thomson geboren
30. 6. 1791	Félix Savart geboren
30. 6. 1893	Walter Ulbricht geboren



Juli

1	Do
2	Fr
3	Sa
4	So
5	Mo
6	Di
7	Mi
8	Do
9	Fr
10	Sa
11	So
12	Mo
13	Di
14	Mi
15	Do
16	Fr
17	Sa
18	So
19	Mo
20	Di
21	Mi
22	Do
23	Fr
24	Sa
25	So
26	Mo
27	Di
28	Mi
29	Do
30	Fr
31	Sa

1. 7. 1924	Zahl der Rundfunkhörer in Deutschland 100000
7. 7. 1854	Georg Ohm gestorben
13. 7. 1897	G. Marconi telegrafiert drahtlos über eine Entfernung von 7,5 km
15. 7. 1924	Einführung der Werbesendungen im Rundfunk
31. 7. 1907	Erster bildtelegrafischer Übertragungsversuch zwischen München und Berlin

August

1	So
2	Mo
3	Di
4	Mi
5	Do
6	Fr
7	Sa
8	So
9	Mo
10	Di
11	Mi
12	Do
13	Fr
14	Sa
15	So
16	Mo
17	Di
18	Mi
19	Do
20	Fr
21	Sa
22	So
23	Mo
24	Di
25	Mi
26	Do
27	Fr
28	Sa
29	So
30	Mo
31	Di

2. 8. 1945	Unterzeichnung des Potsdamer Abkommens durch die UdSSR, die USA und Großbritannien
5. 8. 1895	Friedrich Engels gestorben
6. 8. 1961	G. S. Titow umkreist mit „Wostok II“ 17mal die Erde
7. 8. 1952	Gründung der Gesellschaft für Sport und Technik
11. 8. 1962	Erster kosmischer Gruppenflug durch Major Nikolajew und Oberstleutnant Popowitsch, 11.–15. 8.
13. 8. 1961	Die Maßnahmen der Regierung der DDR zum Schutz der Staatsgrenzen retten den Frieden in Europa
14. 8. 1777	Hans Christian Oerstedt geboren
18. 8. 1922	Der Sender Königs Wusterhausen überträgt die erste Rede
18. 8. 1944	Ernst Thälmann im KZ Buchenwald ermordet
19. 8. 1819	James Watt gestorben
22. 8. 1860	Paul Nipkow geboren
25. 8. 1867	Michael Faraday gestorben
26. 8. 1873	Lee de Forest geboren
26. 8. 1929	Eröffnung des ersten deutschen Kurzwellensenders in Königs Wusterhausen (Sendeleistung 5 kW)
30. 8. 1869	Georg von Arco geboren

September

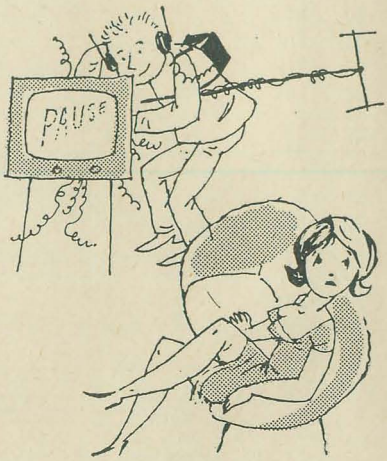
1	Mi	Weltfriedenstag
2	Do	
3	Fr	
4	Sa	
5	So	
6	Mo	
7	Di	
8	Mi	
9	Do	
10	Fr	
11	Sa	
12	So	Gedenktag für die Opfer des Faschismus
13	Mo	
14	Di	
15	Mi	
16	Do	
17	Fr	
18	Sa	
19	So	
20	Mo	
21	Di	
22	Mi	
23	Do	
24	Fr	
25	Sa	
26	So	
27	Mo	
28	Di	
29	Mi	
30	Do	

1. 9. 1922	Erster regelmäßiger, gebührenpflichtiger Rundfunkbetrieb der Welt in Deutschland in Betrieb genommen (Wirtschaftsrundspruchdienst)
5. 9. 1878	Robert von Lieben geboren
7. 9. 1960	Wilhelm Pieck gestorben
10. 9. 1926	Erster zwischenstaatlicher Programmaustausch (Schweiz–Deutschland)
11. 9. 1924	Der „Freie Radio Bund Deutschlands" (FRBD) wurde gegründet
13. 9. 1959	Die sowjetische kosmische Rakete „Lunik II" erreicht den Mond
14. 9. 1883	Alexander Meißner geboren
21. 9. 1964	Otto Grotewohl gestorben
22. 9. 1791	Michael Faraday geboren

Oktober

1	Fr	
2	Sa	
3	So	
4	Mo	
5	Di	
6	Mi	
7	Do	Tag der Republik
8	Fr	
9	Sa	
10	So	
11	Mo	
12	Di	
13	Mi	
14	Do	
15	Fr	
16	Sa	
17	So	
18	Mo	
19	Di	
20	Mi	
21	Do	
22	Fr	
23	Sa	
24	So	
25	Mo	
26	Di	
27	Mi	
28	Do	
29	Fr	
30	Sa	
31	So	

1. 10. 1923	Der erste deutsche Rundfunksender ist fertiggestellt
11. 10. 1889	James Prescott Joule gestorben
17. 10. 1887	Robert Kirchhoff gestorben
29. 10. 1923	Eröffnung des deutschen Rundfunks durch die Berliner Radio-Stunde AG (Sendeleistung 0,25 kW)



November

1	Mo	
2	Di	
3	Mi	
4	Do	
5	Fr	
6	Sa	
7	So	
8	Mo	
9	Di	
10	Mi	Weltjugendtag
11	Do	
12	Fr	
13	Sa	
14	So	
15	Mo	
16	Di	
17	Mi	Bußtag
18	Do	
19	Fr	
20	Sa	
21	So	Totensonntag
22	Mo	
23	Di	
24	Mi	
25	Do	
26	Fr	
27	Sa	
28	So	
29	Mo	
30	Di	

7. 11. 1917	Große Sozialistische Oktoberrevolution in Rußland
9. 11. 1923	Einführung des Rundfunk-Nachrichtendienstes
15. 11. 1926	Der erste Wellenplan des Weltrundfunkvereins tritt in Kraft
21. 11. 1930	Inbetriebnahme des ersten deutschen Großsenders Mühlacker bei Stuttgart (Sendeleistung 60 kW)
28. 11. 1820	Friedrich Engels geboren

Dezember

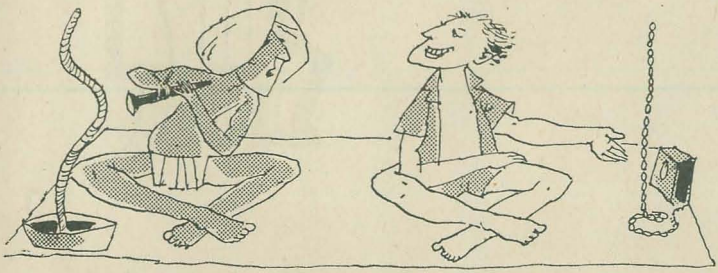
1	Mi	
2	Do	
3	Fr	
4	Sa	
5	So	
6	Mo	
7	Di	
8	Mi	
9	Do	
10	Fr	
11	Sa	
12	So	
13	Mo	
14	Di	
15	Mi	
16	Do	
17	Fr	
18	Sa	
19	So	
20	Mo	
21	Di	
22	Mi	Wintersanfang
23	Do	
24	Fr	
25	Sa	1. Weihnachts-feiertag
26	So	2. Weihnachts-feiertag
27	Mo	
28	Di	
29	Mi	
30	Do	
31	Fr	Silvester

4. 12. 1924	Erste Große Deutsche Funkausstellung, 4.–14.12.
6. 12. 1892	Werner von Siemens gestorben
13. 12. 1816	Werner von Siemens geboren
16. 12. 1948	Der französische Stadtkommandant von Berlin läßt die Sendetürme des Berliner Rundfunks in Berlin-Tegel sprengen
17. 12. 1797	Joseph Henry geboren
20. 12. 1927	Deutschlandsender als stärkster Sender Europas in Betrieb genommen (Sendeleistung 30 kW)
22. 12. 1920	Erstes Instrumentalkonzert bei Versuchen des Senders Königswusterhausen übertragen
24. 12. 1818	James Prescott Joule geboren

Termine der Leipziger Messe bis 1970

	Frühjahrsmesse	Herbstmesse
1965	28. Februar bis 9. März	5. September bis 12. September
1966	6. März bis 15. März	4. September bis 11. September
1967	5. März bis 14. März	3. September bis 10. September
1968	3. März bis 12. März	1. September bis 8. September
1969	2. März bis 11. März	7. September bis 14. September
1970	1. März bis 10. März	6. September bis 13. September

Der moderne Fakir oder die Kulikow-Antenne



ist RFT radio-television
immer dabei

Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig

Zu Großem durch Kleinheit – Miniaturisierung in der Elektronik

Kennzeichen der modernen Elektronik

Die Entwicklung auf dem Gebiet der Elektronik läßt sich heute durch drei Begriffe kennzeichnen: *Miniaturisierung*, *Automatisierung* und *Zuverlässigkeit*. Die Automatisierung nimmt dabei eine Sonderstellung ein. Sie bezieht sich einmal auf die Herstellung von elektronischen Geräten selbst, zum anderen aber prägt sie immer mehr das Gesicht unseres gesamten Lebens. Vornehmstes Ziel der Technik – zumindest in der sozialistischen Gesellschaft – ist die Befreiung des Menschen von „Routinearbeit". Jeder soll, seinen Fähigkeiten und Neigungen entsprechend, schöpferisch tätig sein können und möglichst großen Anteil am kulturellen und geistigen Leben nehmen.

Die Beherrschung der Natur durch den Menschen wird ermöglicht durch Einrichtungen, die, von Menschenhand geschaffen, auf ihrem speziellen Gebiet „vollkommener" arbeiten als der Mensch. Sie müssen zuverlässiger sein als er selbst, denn oft vertraut sich der Mensch ihnen an. Aber nicht nur an den Raumflug ist hier gedacht: Kein normales Passagierflugzeug ist heute ohne Elektronik denkbar; der Verkehr zu Wasser und zu Lande macht ebenfalls immer stärker von Automaten Gebrauch.

Auch im Produktionsprozeß müssen diese Automaten mit größter Zuverlässigkeit arbeiten, denn Ausfälle sind um so schwerwiegender, je höher die Produktivität wird.

All dies trifft in gleichem Maße auf das tägliche Leben zu, aus dem die Elektronik nicht mehr wegzudenken ist, wenn man sie oft auch gar nicht mehr wahrnimmt.

Kernproblem: Miniaturisierung

Je stärker die Elektronik überall eingesetzt wird, je komplizierter die Aufgaben werden, die man ihr überträgt, um so umfangreicher ist selbstverständlich auch der technische Aufwand. Daher muß man

Stationen auf dem Wege der Umsetzung von Schaltungen in Gerätekonstruktionen

Station	Technik	Kennzeichen
1	herkömmliche Verdrahtung	dreidimension., Röhren, herkömml. Bauelemente
2	gedruckte Schaltung	a) zweidim. Leitungszüge, Miniatur-Röhren, herkömml., z. T. gedruckte Bauelemente b) zweidim. Leitungszüge, Transistoren, herkömml. und gedruckte Bauelemente
3	Molekular-Elektronik	a) räumlich variable Dotierung von Halbleiterkristallen für pass. u. akt. Bauelem.-Funktionen in gemeinsamem Festkörper („integrierte Schaltung") b) Aufdampfen molekularer Schichten aus halbleit., leit. u. dielektr. Mater. zur Erzeugung integrierter Schaltungen

bestrebt sein, diese Mittel im Volumen zu verkleinern, sie leichter zu machen und ihren Energiebedarf zu senken. Alle drei Forderungen hängen eng zusammen.

Nicht so offenbar für den Anwender, aber mindestens gleich wichtig ist die Forderung, daß mit wachsendem Bedarf an elektronischen Einrichtungen diese selbst möglichst ohne menschliche Arbeitskraft zu fertigen sind. Schließlich aber wirkt sich die Miniaturisierung wesentlich auf die Zuverlässigkeit aus.

Die Verkleinerung der Bauelemente allein macht diese und die Geräte

konstruktive Beispiele	Automatisierbarkeit der Fertigung	Reparatur durch	Grenzen	Dichte [BE/cm³]
engste Packung: Schachtelchassis bei Armeegeräten (2. Weltkrieg). „Servicefreudiger" durch Aufteilung der Geräte in verschieden große Baugruppen mit Chassis	kaum möglich	Austausch von Bauelementen	Montage, Austausch, Löttechnik	< 0,3
Folienätztechnik (Hp-Platten): Erst Chassisnachbildung verschied. Größen, dann einheitliche Baugruppen, optimal bestückt, Baukastensysteme	gut (Plattenherstell., Bestücken, Tauchlöten, Prüfen)	Austausch von Bauelementen	Reproduktionstechnik, Montage, Röhrentemperatur	~ 0,3
keramische Technik: Baugruppen einheitl. Maße (Modulsysteme), z. B. Tinkertoy mit Plättchen 22 mm × 22 mm	gut	Austausch von Baugruppen		
Folienätztechnik: Leiterplatten z. T. dreidim. gestapelt, z. B. Kompaktbausteine 12,5 mm × 17,5 mm × 17,5 mm (ohne Kappe)	gut	Austausch von Bauelem. oder Baugruppen	Reproduktionstechnik, Präzision der Automaten	1 ... 5
keramische Technik: Mikromodule, in DDR Plättchen 0,8 mm × 10 mm × 15 mm mit Bauelem. u. Leitungen, zu meist 12,5 mm Höhe gestapelt, verdrahtet und eingegossen	sehr gut	Austausch von Baugruppen		5 ... 20
flache, gekapselte Plättchen von wenigen Millimetern Kantenlänge mit Außenanschlüssen oft in Gehäusen ähnlich denen von Transistoren	sehr gut	Austausch von Schaltungen	Präzision der Dotierung	200 ... 1000
			Größe der Kristallite	⩾1000 (?)

noch nicht unbedingt zuverlässiger. Die Zahl der Lötstellen z. B. verringert sich nicht, die Montage jedoch wird zur „Uhrmacherarbeit", Prüfung und Reparatur komplizieren sich immer mehr.

Diese Art der Miniaturisierung erreicht bald eine zum Teil menschlich bedingte, zum Teil von den Produktionsverfahren bestimmte Grenze, von der an andere Wege beschritten werden müssen. Diese aber sind es, die nicht nur eine bisher ungeahnte Volumenverringerung, sondern außerdem eine wesentlich größere Zuverlässigkeit bringen.

Von dieser Warte aus gesehen erscheint die bisherige und die künftige

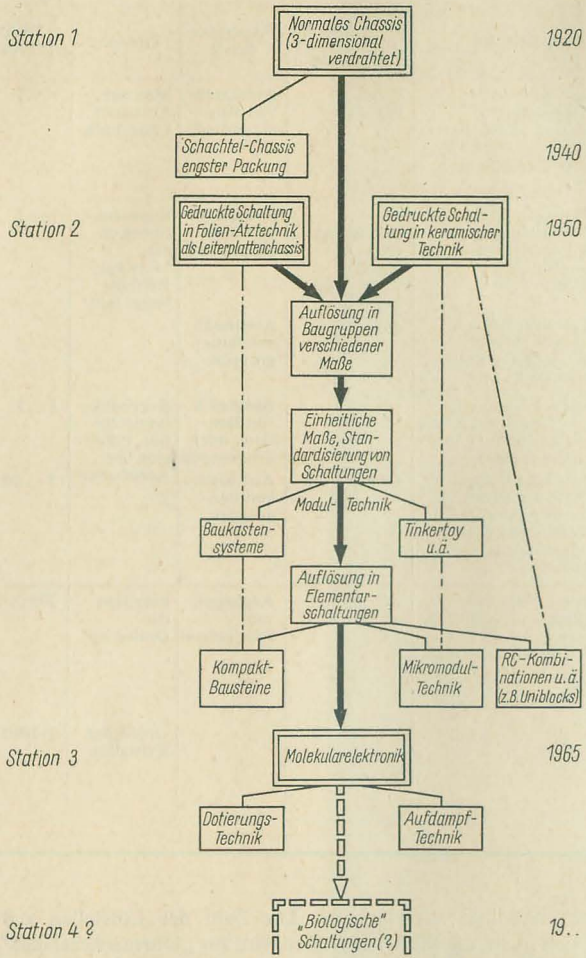


Bild 1 Rückblick und Vorschau zur Technik elektronischer Geräte (ein Versuch). Die Jahreszahlen sind im Weltmaßstab gemittelt

Entwicklung der Technik elektronischer Geräte und Einrichtungen so wie es Tabelle 1 und Bild 1 hinsichtlich Miniaturisierung und Automatisierbarkeit der Fertigung zeigen. In ihr zeichnen sich zwei Tendenzen ab, die eine gewisse Zeit gleichzeitig bestehen, bis sich schließlich die zweite allein durchsetzt: Geräte, gefertigt aus einzelnen Bauelementen, und Geräte, gefertigt aus Baugruppen; Baugruppen, zunächst zusammengesetzt aus einzelnen Bauelementen, und später Baugruppen, die deren Funktionen zusammenfassen, ohne daß sich nun noch einzelne Bauelemente herauslösen ließen. Damit verbunden ist dann ein rapides Absinken störanfälliger Lötstellen, woraus sich eine erhöhte Zuverlässigkeit der Schaltung ergibt.

Herkömmliche Verdrahtungstechnik

„Zentralfigur" ist das Bauelement. Dem wachsenden Funktionsinhalt der Geräte kam die Bauelementindustrie durch Verkleinern ihrer Bauelemente entgegen. Solange aber Elektronenröhren als aktive Bauelemente fungierten, waren diesem Bestreben Grenzen durch Spannung und Temperatur gesetzt. Von speziellen Lösungen sei hier abgesehen, bei denen mittels Verlustwärme geheizte winzige keramische Röhren zusammen mit anderen temperaturfesten und entsprechend geformten Bauelementen gestapelt und so zu Schaltungen verbunden wurden. Erst der Transistor mit seinem kleinen Spannungs- und Leistungsbedarf brachte größere Fortschritte. Dafür erforderten seine relativ kleinen Impedanzen größere Koppelkondensatoren, deren Miniaturisierung jedoch zufriedenstellend gelöst werden konnte.

Gedruckte Schaltungen

1950 etwa tauchte erstmals stärker eine besondere Technologie auf, die schon die Fertigung mit Einzelbauelementen teilweise automatisierbar macht und durch die Ausschaltung menschlich bedingter Schaltfehler eine größere Zuverlässigkeit verspricht: die Technik der gedruckten Schaltung. Ob in Form geätzter Leiterplatten als Träger von Bauelementen (oder bereits Baugruppen) oder als „echte" gedruckte Schaltung auf keramischen Trägern mit aufgedruckten Bauelementen und Leitungszügen – diese Technologie wird lange Zeit Bestandteil der modernen Gerätetechnik bleiben.

Modultechnik

Interessante Station auf diesem Wege war das „Projekt Tinkertoy" der USA: Keramikplättchen gleicher Kantenmaße wurden mit Leitungs-

zügen versehen, mit Bauelementen bestückt und mit Hilfe von Drähten übereinandergestapelt. Den Abschluß des Moduls bildete eine Miniaturröhre. Diese Module wurden zu den verschiedensten Geräten zusammengesetzt. Der Grundgedanke, die Baugruppentechnik mit Einheiten großer Stückzahl, hat sich heute aus den verschiedensten Gründen durchgesetzt.
Jedes elektronische Gerät läßt sich in einzelne Grundschaltungen auflösen, die auch für andere Gerätetypen verwendbar sind. Werden diese Grundschaltungen dazu noch äußerlich gleich gestaltet, so erhält man günstige Bedingungen für Entwicklung, Konstruktion sowie für Prüfung und Wartung. Vor allem aber kommen sie der Tendenz entgegen, die Zusammenschaltung einzelner Bauelemente abzulösen durch die auf neue Weise (und möglichst von Automaten) zusammengesetzte Elementarschaltung.

Mikromodul – Kompaktbaustein – Uniblock

Rechenmaschinenhersteller sowie die Steuer- und Regeltechnik waren in der DDR die ersten, die für genau definierte Grundschaltungen einen größeren Bedarf anmelden konnten, einen Bedarf, der die erforderlichen größeren Investitionen für Automatenstraßen zu ihrer Herstellung rechtfertigte (Bild 2). Im gleichen Maße, wie andere Anwender solche oder ähnliche Grundschaltungen einsetzen, wird diese Baugruppentechnik auch für andere Industriezweige sinnvoll (weil rentabel) werden.
Parallel zur Mikromodultechnik läuft die Technik der Kompaktbausteine. Sie erlauben auch kleinste Serien ohne größeren Automatenpark. Im Volumen sind sie den Mikromodul-Bausteinen vergleichbar. Daher haben sie zur Zeit überall dort Einsatzchancen, wo Geräte kleinerer Stückzahl hergestellt werden. Bild 3 zeigt Außenansicht und Aufbau eines Kompaktbausteins aus einer Grundplatte und einer Leiterplatte, zwischen denen sich die Bauelemente befinden.
Interessant für die Technik von heute und morgen ist die Mikromodultechnik wegen der beginnenden Abkehr vom Einzelbauelement. Wieder tragen keramische Plättchen (s. Bild 2) aufgedruckte und eingebrannte Leitungszüge (Silber), die zu lötbaren Kerben führen. Von ihnen aus erfolgt die Verdrahtung zum übrigen Stapel durch Steigdrähte. Diese dienen auch als Anschlüsse und passen in den Raster der gedruckten Schaltung. Zwischen den Leitern aber liegen leitende Flächen, die als Widerstände wirken oder (mit dem Träger als Dielektrikum) als Kondensatoren benutzt werden. Daneben findet man noch aufgelötete größere Kondensatoren in Mikrobauweise. Durch das Aufdampfen von Widerstands- und Kondensatorschichten wird der

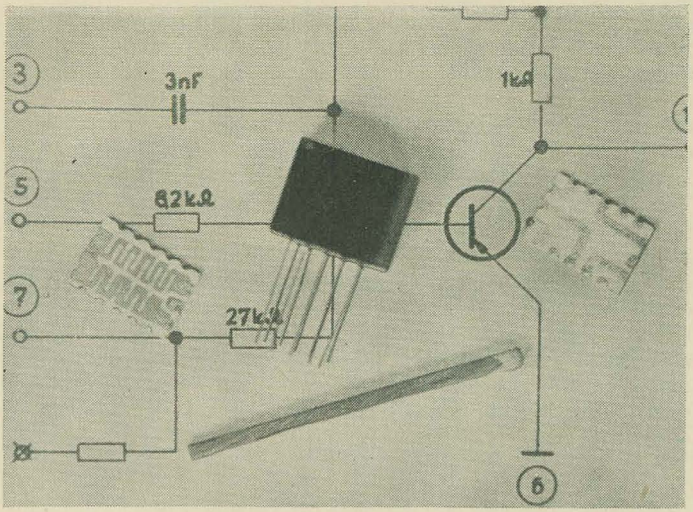


Bild 2 Mikromodul-Baustein aus DDR-Fertigung, daneben einzelne Plättchen mit Widerständen und Leitungszügen

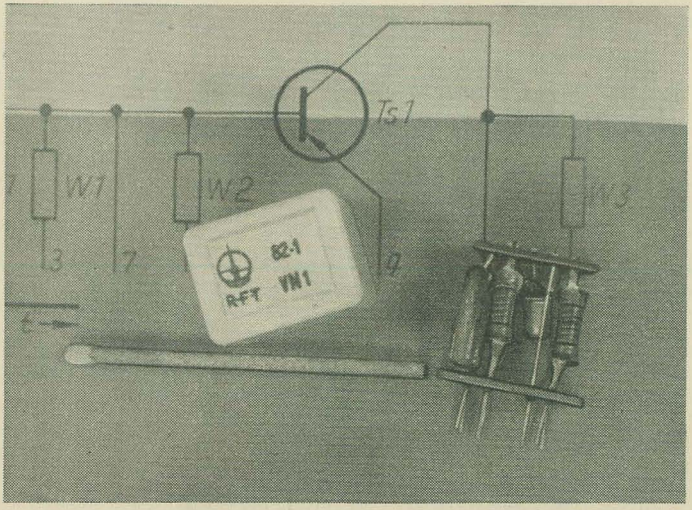


Bild 3 Kompaktbaustein aus DDR-Fertigung (Abdeckkappe entfernt)

größte, „tote" Teil des Volumens herkömmlicher Kondensatoren und Widerstände (mehr als 99%!) eingespart. Außerdem können die Platten miniaturisierte Induktivitäten tragen oder die sich in den Stapel sehr günstig einfügenden keramischen Filter (Bild 4).
Oberer Abschluß des Mikromoduls ist ein spezieller Transistor, wenn es sich um eine „aktive" Baugruppe handelt. Der Baustein wird klimatisch und mechanisch durch Eingießen geschützt. In ähnlicher Technik stellt man übrigens auch große Mengen von Elementarschaltungen für die Rundfunk- und Fernsehtechnik her, die unter dem Namen „Uniblocks" bekannt geworden sind (Bild 5). Sie vereinigen mehrere (aufgedruckte) Flächenwiderstände und Kondensatoren auf einem keramischen Träger mit aufgedruckten und eingebrannten Leitungszügen. Sieben Anschlüsse im Rastermaß ragen aus den vergossenen Bausteinen, die die Fertigung von Rundfunk- und Fernsehgeräten in gedruckter Schaltung weiter rationalisieren. Dennoch dürfte diese Variante ebenfalls nur eine Seitenlinie der Entwicklung darstellen.

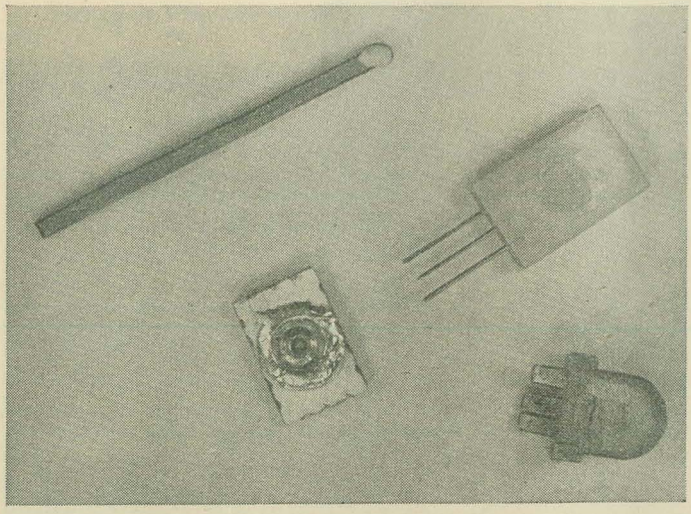


Bild 4 Piezoelektrische keramische Filter für 468 kHz als Mikromodul-Plättchen, für Einsatz in Leiterplatten und für herkömmliche Verdrahtung

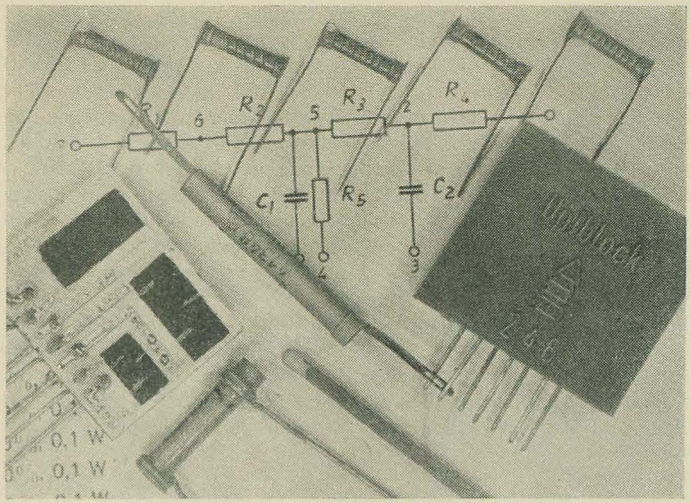


Bild 5 Uniblock-Baustein (RC-Kombination mit gedruckten Widerständen, daneben die durch ihn ersetzten Bauelemente)

Molekular-Elektronik

Während im Mikromodul noch mehrere Plättchen mit Bauelementeschichten und Leitungszügen zur Elementarschaltung zusammengesetzt werden, dampft man in der nächsten Stufe auf einem Träger die verschiedenen leitenden, halbleitenden und dielektrisch wirkenden Schichten so übereinander, daß ihr Zusammenspiel die Gesamtschaltung ergibt. Diese Technik verspricht zur Zeit die höchste „Bauelementedichte", wenn man den Begriff auch nur noch im Vergleich mit herkömmlichen Schaltungen anwenden kann.
Parallel dazu werden ganze Schaltungen durch verschiedene Dotierung eines Halbleiterkristalls erzeugt, der auf diese Weise die verschiedenen aktiven und passiven Bauelementefunktionen für eine bestimmte Schaltung erhält.

Konsequenzen „nach außen"

Neben der Volumenverringerung der „festen" Schaltungsteile müssen auch die variablen kleiner werden, ebenso die Informations- und

Bedienungsorgane. Es ist jedoch erforderlich, daß die letztgenannten dem Menschen angepaßt bleiben (Lautsprecher, Instrumente, Bildröhren, Knöpfe usw.). Bei den veränderbaren elektrischen Bauelementen ist heute nahezu die Grenze des Möglichen erreicht. Man denke nur an die winzigen Einstellregler oder an die notwendige Präzision von Miniatur-Drehkondensatoren. Hier müssen ebenfalls neue Wirkungen helfen, die man mit neuartigen Bauelementen erzielen und schließlich in die Schaltungen „integrieren" kann. Daher setzt man verstärkt Kapazitätsdioden ein, magnetisch gesteuerte Induktivitäten, lichtempfindliche Bauelemente usw., alle mit der Möglichkeit, ihre Mechanismen auch in der Molekularelektronik anzuwenden.
Bleiben muß jedoch der menschliche Zugriff. Je kleiner aber außen die verfügbare Fläche, um so schwieriger wird auch das Problem der Rückmeldung des eingestellten Zustands. Man erkennt, daß die Miniaturisierung menschlich bedienter Einzelgeräte schließlich an einer vom Menschen selbst gesteckten unteren Grenze angelangt sein wird.

„Biologische" Schaltungen

Anders verhält es sich mit den eingangs genannten Rechen- und Regelsystemen. Besonders reizvoll ist dabei die Betrachtung von den Lebewesen ähnlichen Systemen. Dort wird deutlich, wie viel eigentlich noch zu tun ist, bis die elektronische Technik der Natur nahekommt, bis es gelingt, z. B. den „kybernetischen Inhalt" einer winzigen Mücke im gleichen Volumen nachzubilden, dieses Gebilde fliegen, an bestimmtem Orte landen, auf die Umwelt reagieren und vielleicht auch – „stechen" zu lassen.
Wie weit unsere heutige Technik noch von einer derartigen Konzentration von Funktionen entfernt ist, das zeigt beispielsweise auch ein elektronisches Modell des menschlichen Auges, das heute noch wesentlich größer ist als der gesamte Mensch. Daher wird der Weg von der mit Bauelementen realisierten Schaltung über die Baugruppentechnik mit Mikromodulbausteinen o. ä. und die ersten Anfänge der Festkörpertechnik in Richtung „biologischer Schaltungen" weitergehen. Die Vielfalt von nachrichten- und regeltechnischen Aufgaben gilt es mit elektronischen Mitteln in einer Miniaturform zu lösen, die den Organismen kleiner Lebewesen vergleichbar ist, auf eine Weise, die diesen Lebewesen abzulauschen sein wird.
Die Menschheit steht also erst am Beginn einer Entwicklung, die ihr zur weitgehenden Beherrschung der Natur verhilft. Indem die elektronische Welt kleiner zu werden scheint, vergrößert sie jedoch tatsächlich ständig ihr Volumen.

Literatur

[1] *Awender, H.*, Mikrominiaturisierung und Molekular-Elektronik. radiomentor (1960) H.2, S.108–112.

[2] *Dummer, G. W. A.*, Miniaturization and Micro-Miniaturization. Wireless World (1959) H.12, S.545–549.

[3] *Stolze, S.*, Mikromodultechnik – eine moderne Konstruktionsform für Bausteine der Schwachstromtechnik mit ökonomischen Fertigungsperspektiven. radio und fernsehen 12 (1963) H.3, S.68–72.

[4] Firmenkatalog Elektronische Bausteine in Mikromodultechnik (VEB Keramische Werke Hermsdorf).

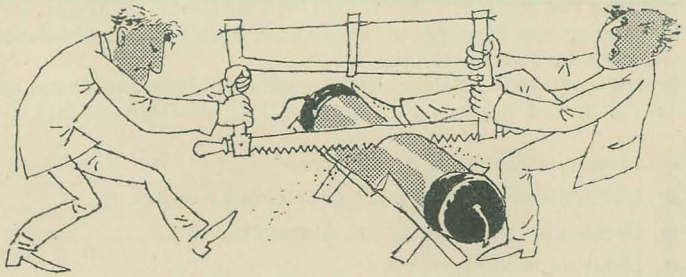
[5] Firmenkatalog Kompaktbausteine (VEB Funkwerk Dresden).

[6] Firmenkatalog RC-Kombinationen (Uniblocks) VEB Keramische Werke Hermsdorf).

[7] *Schreckenbach, W.*, Konstruktion und Eigenschaften piezoelektrischer keramischer ZF-Filter. Nachrichtentechnik 13 (1963) H.1, S.34–36.

[8] *Kutzsche, W.*, Die Vorteile der Bausteintechnik bei der Entwicklung und Fertigung elektronischer Meßgeräte. radio und fernsehen 13 (1964) H.1, S.3–5.

Miniaturisierung – einmal anders



Korvettenkapitän (N)
Werner Krüger

Faseroptik – unentbehrlich in der Armee

Im und nach dem zweiten Weltkrieg verdrängte die Funkmeßtechnik mit ihren Vorzügen hinsichtlich der Reichweite und des Betriebes bei beliebigen Sichtverhältnissen mehr und mehr die optischen Geräte für die Beobachtung und die Entfernungsmessung. Deshalb wurden an Bord der Schiffe, Flugzeuge und bei Bodenbeobachtungsstellen statt der optischen Geräte Funkmeßanlagen für die verschiedensten Aufgaben installiert. Trotz dieser Entwicklung spielt die Optik aber auch heute noch in allen Waffengattungen einer modernen Armee eine bestimmte Rolle. Das ist nicht zuletzt auf einige Vorzüge zurückzuführen, durch die sich optische Geräte auszeichnen.
Zu diesen Vorteilen gehören das hohe Auflösungsvermögen, die naturgetreue Wiedergabe eines Bildes und die hohe Peilgenauigkeit.
In der jüngsten Zeit kann man beobachten, daß auf dem Gebiet der Elektronik zusammen mit einem neuen Zweig der Optik, der Faseroptik, Geräte entwickelt werden, die sich sowohl durch günstige elektrische Eigenschaften als auch durch die genannten positiven optischen Eigenschaften auszeichnen. Die neuesten Errungenschaften auf diesem Gebiet sind zweifellos Lichtwellengeneratoren (LASER) und faseroptische Geräte für verschiedene Zwecke.
Die Faseroptik, so behaupten ausländische Militärspezialisten, spielt eine große Rolle für militärische Objekte im Kosmos, bei der Entwicklung von neuen Mitteln für die U-Boot-Abwehr, für die Vervollkommnung von Elektronenrechenmaschinen und auf verschiedenen Gebieten der Funkelektronik.
Schaut man sich die Palette der Entwicklungsarbeiten näher an, die auf diesem Gebiet geleistet wurden, so ergibt sich folgendes Bild:

- Faseroptik-Elektronenstrahlröhren;
- Lichtwellengeneratoren mit faseroptischen Elementen;
- Geräte zur Untersuchung von Atomreaktoren;
- Elektronenrechenmaschinen;

- Geräte zur Auswertung hydroakustischer Signale;
- Geräte zur Kodierung von Videosignalen.

Diese Aufzählung ist keineswegs vollständig. Sie soll aber im Rahmen dieses Beitrags den Leser auf einige wichtige Entwicklungstendenzen hinweisen.

Wenden wir uns jetzt einigen der angeführten Bauteile und Geräte zu. Da sind zunächst die Faseroptik-Elektronenstrahlröhren. Charakter, Umfang und Qualität der Bildwiedergabe einer Elektronenstrahlröhre hängen von mehreren Faktoren ab. Eine wesentliche Rolle spielt dabei das Auflösungsvermögen. Der Einsatz von Faseroptikplatten als Bildschirm hat dazu geführt, daß das Auflösungsvermögen derartiger Elektronenstrahlröhren 10mal größer ist als das gewöhnlicher Bildröhren. Die Ursache dafür liegt in der hohen Bildzerlegung mit Hilfe einer großen Zahl von optischen Fasern. Die optischen Fasern sind entweder verklebt oder verschmolzen. Als Beispiel sei eine Faseroptik-Elektronenstrahlröhre einer englischen Firma angeführt. Die betreffende Bildröhre mit der Typenbezeichnung K–2226P hat einen Schirmdurchmesser von 76 mm. Der Bildschirm besteht aus etwa *40 Millionen* einzelnen Fasern. Jede Faser hat einen Durchmesser von 8 μm. Diese Röhre ist speziell für schnell ablaufende Prozesse gedacht. Das hohe Auflösungsvermögen der genannten Röhre (40 Millionen Bildpunkte) ist mit gewöhnlichen Elektronenstrahlröhren nicht zu vergleichen. Mit ihnen erreicht man eine Bildauflösung von etwa 250000 Bildpunkten. Neben der großen Bildauflösung gewährleistet die Faseroptik-Elektronenstrahlröhre auch ein völlig parallaxfreies Bild, höhere Bildhelligkeit und -schärfe. Derartige Faseroptik-Bildröhren werden in schnellen elektronischen Druckern und Datenausgabegeräten verwendet.

In einem anderen Beitrag des vorliegenden Buches wird bereits auf die Bedeutung und die Anwendungsmöglichkeiten von Lasern hingewiesen. Im Ausland laufen eine Reihe von Entwicklungen, die Faseroptik in Lasergeräten einzusetzen. Eine Grundvoraussetzung dafür besteht darin, daß man den Durchmesser der einzelnen Fasern so weit herabsetzt, bis er mit der Wellenlänge des übertragenen Lichtes vergleichbar ist. In diesem Moment werden die Fasern zu einem dielektrischen Wellenleiter, in dem wenig Grundschwingungen entstehen und nur geringe Verluste auftreten. Dieser Zustand ist gleichzeitig eine Grundbedingung für den Betrieb eines Quantengenerators.

Durch Versuche wurde nachgewiesen, daß einzelne optische Fasern und Faserbüschel als aktive Elemente in einem Laser arbeiten können. Interessant ist, daß die Faseroptik-Laser im Gegensatz zu den gewöhnlichen Lasern weniger Energie in Form der Pumpfrequenz benötigen. Man hat bei ihnen außerdem die Möglichkeit, die Art der erregten

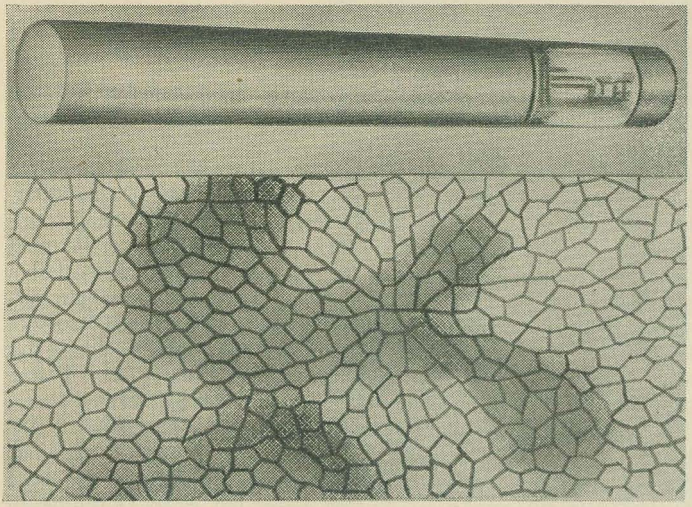


Bild 1 Faseroptik-Elektronenstrahlröhre

Welle zu verändern. Ein weiteres besonderes Merkmal dieser Laser ist, daß sie weitaus kürzere Impulse als Kristall- oder Gaslaser erzeugen können.

Die Kodierung von beliebigen Bildern mit faseroptischen Geräten beruht darauf, daß man die einzelnen Fasern eines zusammenhängenden Lichtleiters in der Mitte beliebig verdreht und den ganzen Strang anschließend durchschneidet. Überträgt man nun vom Punkt A aus ein Bild über diesen Lichtleiter, so entsteht am Punkt B ein völlig verzerrtes Bild. Dieses verzerrte Bild, in den zweiten Lichtleiter projiziert, ergibt am Punkt D wieder das richtige Bild. Derartige Kodier- und Dekodiereinrichtungen lassen sich bequem bei verschiedenen Nachrichtengeräten einsetzen und gestatten eine ver-

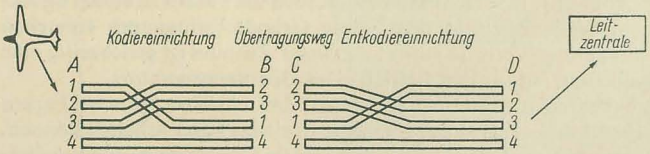


Bild 2 Prinzipieller Aufbau einer Kodier- und Entkodiereinrichtung mit optischen Fasern

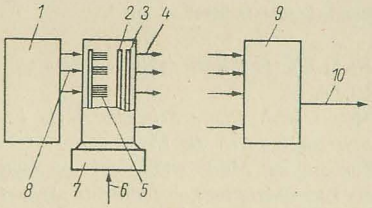


Bild 3 Blockschaltbild eines Spektrons:

1 Lichtquelle, *2* Blende mit Erkennungssignal, *3* Matrize mit Fotoelementen, *4* Fotoelementeausgänge, *5* Faseroptik-Mosaik, *6* Eingangssignal, das definiert werden soll, *7* elektromechanischer Erreger, *8* Faseroptikbeleuchtung, *9* Schaltung zur Signalanalyse, *10* Ausgangssignal nach der Analyse

schlüsselte Nachrichtenübermittlung vom Flugzeug zur Leitzentrale oder von einem Sputnik zur Erde.

Wenden wir uns nun einem anderen, sehr interessanten Anwendungsgebiet der Faseroptik zu, und zwar der Schall- und der Videoinformationsanalyse.

Die ausländische Presse berichtet im Zusammenhang damit über sogenannte Spektrons, die auf der Basis der Faseroptik arbeiten und für den Einsatz in automatischen Systemen der U-Boot-Abwehr zur Bestimmung der Klasse und der staatlichen Zugehörigkeit von U-Booten und Überwasserschiffen vorgesehen sind. Ein Spektron, das von einer amerikanischen Firma zur Analyse von Schallsignalen entwickelt wurde, arbeitet wie folgt: Ein empfindliches Mosaikbauelement, das aus einigen Hundert bis zu einigen Tausend optischen Fasern bestehen kann, schwingt in einem sehr breiten Frequenzbereich (von 100 bis 20000 Hz). Die mechanische Erregung der Fasern entspricht dem Charakter des zu analysierenden Signals. An der Seite, an der die Fasern alle miteinander verbunden sind, strahlt eine allgemeine Lichtquelle Lichtwellen in den Lichtkanal ein. Am anderen Ende der optischen Fasern ist eine Blende mit dem Erkennungssignal angeordnet. Ihm folgt eine Matrize mit Fotoelementen. Der Lichtstrahl, der durch die erregten optischen Fasern fließt, fällt auf ein Fotoelement, das wiederum einen Impuls in der Signalanalyse auslöst. Diese Schaltung vergleicht nun das eingegangene Signal mit dem Erkennungssignal auf der Blende, das heißt, sie definiert das Signal. Das beschriebene Spektron weist eine Frequenzdichte von 18000 Kanälen je cm^3 auf und gestattet, 300 komplexe Schallsignale zu analysieren.

Dieser kurze Überblick über die Anwendung der Faseroptik für militärische Zwecke zeigt, daß sie in Verbindung mit der Elektronik neue und interessante Perspektiven eröffnet.

Das beleuchtete Stroboskop

Nicht alle Funkhaus-Anekdoten stammen aus der „heroischen" Periode vor 40 Jahren.
Man schrieb 1950. Schauplatz: ein Funkhaus. Während der abendlichen Spitzenzeit geriet die Netzfrequenz in Verdacht, „abgesoffen" zu sein; das Tonband mit Musik mißfiel dem geschulten Ohr des Toningenieurs. Bitte an die Technikerin im Kontrollraum: „Schauen Sie doch bitte mal am Stroboskop im Abspielraum nach, ob die ‚Balken stillstehen'."
(Damals hatten die Rundfunk-Plattenspieler am Rande des Plattentellers Stroboskopmarkierungen, die bei Beleuchtung mit einer netzgespeisten Glühlampe sofort Aufschluß über ein eventuelles Abweichen der Netzfrequenz vom Sollwert 50 Hz gab.)
Unsere kleine Technikerin verschwindet im Abspielraum, verweilt dort längere Zeit und behauptet schließlich mit hochrotem Kopf: „Die Netzfrequenz stimmt!" Skepsis. Die Beleuchtungsverhältnisse im Abspielraum sind unzulänglich; der Toningenieur fragt besorgt, ob sie die „Balken" auch deutlich habe erkennen können. Stolz und entrüstet kommt die Antwort: „Ich habe genau gesehen. Ich hab' ja extra mit der Taschenlampe das Stroboskop beleuchtet!"

Einfache Lösung

Meine Mutter – über die Feiertage bei uns zu Besuch – kam gerade dazu, als ich mich über ein Verstärkerchen ärgerte. Von ihr nach dem Grund befragt, erklärte ich: „Der Klirrfaktor liegt mir noch zu hoch." Darauf meinte sie: „Da links unten ist doch noch Platz in dem Kasten, kannst du ihn nicht dort einbauen?"

Rudi Bunzel

Im Radioklub ist immer etwas los

Haben Sie ein wenig Zeit, dann möchte ich Ihnen einen Vorschlag machen. Bummeln Sie mit mir durch den Radioklub der GST. Wo der ist? – Eigentlich überall, mindestens in jeder Bezirkshauptstadt, aber auch in den meisten Kreisstädten. Für die Nachrichtentechnik haben Sie ja etwas übrig, also wird es Sie interessieren.

Hier zum Beispiel dieser große Raum. Er ähnelt einem Schulzimmer, ja, und eigentlich ist er es auch, denn dort wird fleißig gelernt. Die *Funker* der Zukunft sitzen an den Tischen, um in die Geheimnisse des Morsealphabetes einzudringen. Nicht jedem fällt das leicht, und tatsächlich hat auch schon mancher die Geduld verloren und ist nicht wiedergekommen.

Doch wer die anfänglichen Schwierigkeiten überwand, den läßt es nicht wieder los, dem genügt es bald nicht mehr, mit Kopfhörer und Taste Texte aufzunehmen oder zu geben, der möchte recht schnell die allgemeine Enge des Übungsraumes mit der speziellen Enge einer Amateurfunkstation vertauschen, möchte von dort aus Verbindungen anknüpfen mit Ländern und Kontinenten, möchte selbst zu den Hunderttausenden Funkamateuren in aller Welt gehören.

Entschuldigen Sie, ich gerate ins Schwärmen. Ich wollte Ihnen ja den Klub vorstellen. Folgen Sie mir also, bitte, in das nächste Zimmer. Ganz schöner Krach, nicht? Dieses rhythmische Rattern kommt von den Fernschreibmaschinen, alles moderne Blattschreiber. Hier lernen Mädchen und Jungen *Fernschreiben.* Überwiegend sind es Mädchen. Junge Männer halten seltsamerweise nicht viel davon. Doch setzt sich allmählich, besonders bei den künftigen Nachrichtensoldaten, die Erkenntnis durch, daß Fernschreiben eine notwendige, nützliche, vor allem aber sehr technische Sache ist, die mehr verlangt, als nur mit den zehn Fingern die Tastatur zu bedienen.

Die *Fernsprecher* sind heute nicht da. Nun, macht nichts. Schauen wir einmal kurz in ihr Lager. Feldfernsprecher, Kabeltrommeln, Ringübertrager, Drahtgabeln, Werkzeug und anderer unentbehrlicher „Kleinkram" liegen wohlgeordnet in Regalen. Im Klub gibt es alles,

Bild 1 Bezirksradioklub Dresden – Amateurfunkprüfung

Bild 2 Helmut Hems, Leiter des Kreisradioklubs Leipzig-Stadt (FDJ-Klubhaus Leipzig-Mitte)

was zu einem ordentlichen Fernsprechbau gehört; die bewährten FK1 und FK1a (das sind Funkstationen kleiner Leistung) fehlen ebenfalls nicht, denn die Fernsprecher beschäftigen sich auch mit der drahtlosen Nachrichtenübermittlung.
Jetzt kommt ja auch der Klubleiter. Sicher kann er uns noch einiges erzählen.
„Glauben Sie nicht, das sei alles, was der Radioklub zu bieten hat. Wir beschränken uns durchaus nicht nur auf die programmäßige Ausbildung der GST. Da sind zum Beispiel die Bastelgruppen, wir sehen sie dann noch in der Werkstatt. Oder unsere *Zirkel.* Da gibt es solche, wo man sich auf Prüfungen für die *Sendeerlaubnis* vorbereiten kann. Wer technisch noch nicht soweit ist, kann einen Zirkel zur Vorbereitung auf die Prüfung als *Hörer* besuchen. Er bekommt nach bestandener Prüfung eine ‚DM-Nummer' und kann sich als sogenannter ‚SWL', das heißt wörtlich übersetzt ‚shortwave-listener' (zu deutsch ‚Kurzwellenhörer') empfangsmäßig am Amateurfunk beteiligen. Es würde zu weit führen, die Tätigkeit der einzelnen Zirkel bis ins einzelne zu erläutern. Natürlich können sich auch Zirkel zur Vorbereitung auf Leistungsabzeichen, Funkerlaubnis für Stationen kleiner und mittlerer Leistung oder auf den Dienst in der Nationalen Volksarmee bilden. Die Zirkelarbeit hat sich nicht zuletzt bei der Entwicklung und

Bild 3 Bezirksradioklub Dresden – Funkausbildung, 53. Oberschule, 9. Klasse

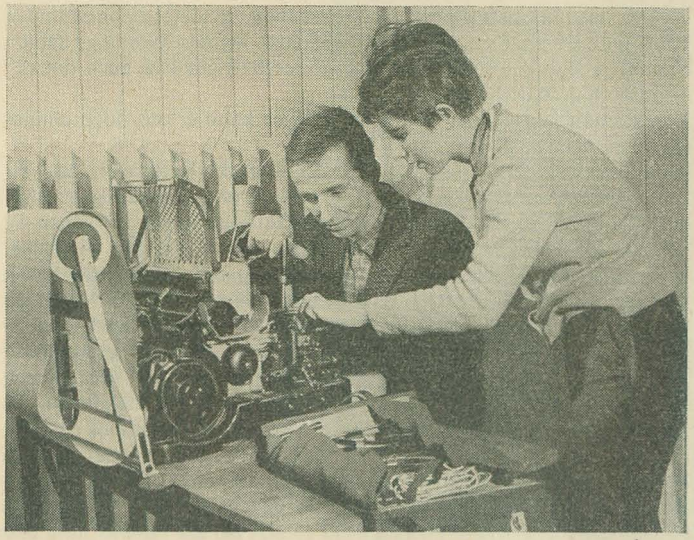


Bild 4 Bezirksradioklub Dresden – Fernschreiber-Ausbildung, 53. Oberschule, 9. Klasse

dem Bau gewisser Geräte für die Ausbildung in den Lehrgruppen gut bewährt.

Monatlich einmal findet im Klub ein Vortrag statt, mit dem wir uns an alle Kreise der Bevölkerung wenden. Großen Erfolg hatten wir mit einem Lehrvortrag über den Selbstbau eines Transistor-Radios. Vom Oberschüler bis zum Rentner, alles war vertreten, und jeder begeistert bei der Sache! Auch allgemeine Themen, wie beispielsweise über die Verwendung von Nachrichtenmitteln im zivilen Leben und bei der Armee, finden reges Interesse. Viele Menschen wissen gar nicht, wie vielseitig dieses Gebiet ist und daß sie alle in irgendeiner Form in ihrem Leben auf Nachrichtenmittel angewiesen sind." Ganz aufschlußreich, was uns der Leiter des Klubs erzählt hat, finden Sie nicht auch?

Und nun machen wir noch schnell eine Stippvisite in der *Werkstatt*. Sie ist recht ordentlich eingerichtet, an Material zum Bauen mangelt es nicht. Ein paar Meßgeräte fehlen noch, aber auch die werden bald da sein. Der junge Freund dort an der Bohrmaschine richtet sich das Chassis für einen Kurzwellenempfänger her. Für seine 14 Jahre arbeitet er schon sehr selbständig. Man muß überhaupt staunen, wie weit die

Jugend durch die Schule schon technisch vorgebildet ist. Wer sich noch nicht soviel zutraut, bekommt jederzeit Rat und Hilfe beim Werkstattleiter, einem erfahrenen Amateurfunker, dem nicht so leicht einer etwas vormachen kann.
Die Geräte im Regal – FK–1a-Stationen – haben die Ausbildungsgruppen zur Instandsetzung bzw. Durchsicht hergebracht. Und wenn dann erfahrene Kameraden beim Reparieren sind, finden sich immer Zuschauer, die dabei etwas lernen wollen.
Nun sind wir am Ende unseres Bummels. Hat es Ihnen gefallen? – Wenn Sie Lust haben, selbst mitzumachen, bitte, Sie sind gern gesehen. Sie wissen ja nun:
Im Radioklub ist immer etwas los!

Probleme der Technik von damals

Zur Elektroakustik

H. Mak in der „Radio Nieuws" (Den Haag), 12. 4., S. 89, zur Theorie der prinzipiellen Zusammenhänge zwischen „... elektrischer, mechanischer und akustischer Leistung" beim dynamischen Lautsprecher:

„... Wir sehen, daß der Strahlungswiderstand – durch ihn ist im wesentlichen die Schalleistung bestimmt – von der zweiten Potenz der Frequenz abhängig ist. Auch hier müssen wir daher alle Hoffnung fahrenlassen, eine Anpassung an einen Generator – die Endröhre – von konstantem innerem Widerstand zu erreichen. Obwohl die dynamische Konstruktion gemeinhin als diejenige gilt, die eine naturgetreue Wiedergabe verbürgt, ist im Gegenteil bewiesen worden, daß ihre quantitative Wiedergabe sehr von der Tonhöhe abhängt, wodurch natürlich die Qualität beeinflußt werden muß..."

Zitiert von der „Funkschau" im Mai 1929. Zur gleichen Zeit waren in der „Funkschau" Beiträge über den Selbstbau dynamischer Lautsprecher zu finden. Ihr Autor: H. Eckmiller ... Der Eckmiller-Lautsprecher wurde späterhin weltberühmt.

Interessantes aus der Halbleitertechnik

Rolf Anders

Das bekannteste Halbleiterbauelement, der Transistor, steht heute mit den verschiedensten Daten zur Verfügung. Besonders interessant ist die Entwicklung der Transistoren bezüglich ihrer Grenzfrequenz. Bereits 1960 wurde von den *Mullard Research Laboratories* (England) ein HF-Transistor in Micro-Alloy-Diffusions-Technik mit einer oberen Grenzfrequenz von 2 GHz (!) entwickelt. Der MAD-Transistor ist ähnlich dem Surface-Barrier-Typ aufgebaut. Die Basisschicht weist jedoch eine exponentielle Verteilung der Störstellen auf. Mit den MAD-Transistoren können im GHz-Bereich arbeitende Oszillatoren aufgebaut werden. Inzwischen brachte *Siemens* den Transistor TV44 in Koaxial-Bauweise heraus, dessen Grenzfrequenz bis 4 GHz (!) reicht. Solche Transistoren stellen allerdings noch keine „Massentypen" dar. Dagegen sind Transistoren mit Grenzfrequenzen von etwa 400 bis 600 MHz in Diffusions-, Mesa- oder Epitaxial-Planar-Technik heute in vielen Ländern handelsüblich (z.B. P410, P411 – UdSSR, AF139 – Siemens).

Für besondere Zwecke, wo es auf extreme Kleinheit ankommt, fertigt *Intermetall* Pico-Transistoren (BFY22 bis BFY24), die einschließlich Verkapselung einen Durchmesser von nur 1,5 mm aufweisen. Aber auch für große Leistungen gibt es HF-Transistoren. So weist z.B. der Typ 3TX 004 eine Grenzfrequenz von 150 MHz bei einem Kollektorstrom von 5 A auf. Es handelt sich hierbei um einen Siliziumtransistor mit einer zulässigen Kollektorspannung von 100 V. Diese hohen Kollektorspannungen und -ströme sind durchaus nichts Außergewöhnliches. So liefert z.B. *Motorola* den Typ 2N2085, der einen Kollektorstrom von 35 A und eine Kristalltemperatur von 110 °C zuläßt. Der DELCO-Transistor DT400 weist sogar eine Sperrspannung von 400 V auf. Im Gegensatz zu diesen „Riesen" fertigt die *Texas-Instruments* die Typen 2N929 und 2N930, die bei nur 10 μA Kollektorstrom einen Stromverstärkungsfaktor von 600 aufweisen! Betreibt man solche Transistoren mit Kollektorströmen von 1 μA, so erhält man einen Rauschfaktor von 1 dB. Bei dieser Betriebsart

lassen sich hochohmige Quellen mit einem $R_i > 1$ MOhm direkt anschließen.

Vor Jahren schon gelang es in der UdSSR, Transistoren zu entwickeln, bei denen an Stelle von Germanium die synthetische Faser *Polyacrylnitril* eingesetzt wurde. Durch radioaktive Bestrahlung wurden bei diesem Material Halbleitereigenschaften erreicht. Eine weitere interessante Entwicklung ist der sogenannte S-Transistor *(Switching-and-Swinging-Transistor)*. Es handelt sich bei diesem Bauelement um eine transistorähnliche Kristallode mit einem sperrenden und zwei sperrfreien Übergängen. Er wird vorwiegend in Oszillator- und Flip-Flop-Schaltungen eingesetzt.

Ebenso spontan wie die Transistoren wurden Germanium- und Siliziumdioden sowie Gleichrichter weiterentwickelt. Doch seien auch da nur einige besonders interessante Neuentwicklungen genannt. So liefert z. B. die AEG Silizium-Hochleistungszellen, die bei entsprechender Wasserkühlung mit 200 A belastet werden können (Typ Si 91). Besonders beachtenswert sind die niedrigen Sperrströme mancher Leistungsgleichrichter. *Eberle und Co.* bringt z. B. Siliziumgleichrichter in 10-A-Ausführungen mit Sperrspannungen zwischen 50 und 600 V, die einen Sperr-

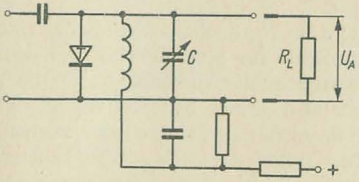


Bild 1a

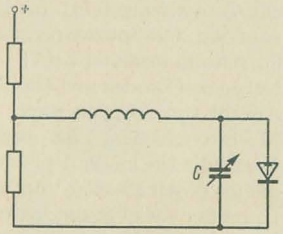


Bild 1b

Bild 1
Tunneldiode als abgestimmter Verstärker (a); Tunneldiode als Oszillator (b) und bistabiler Multivibrator mit Tunneldioden (c)

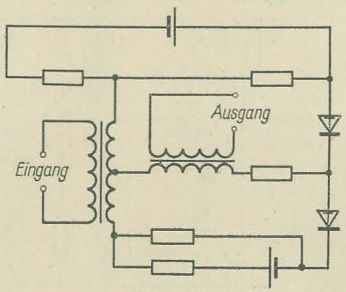


Bild 1c

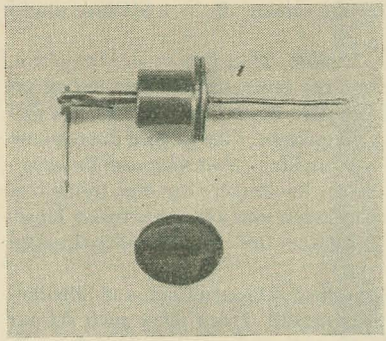


Bild 2
Ansicht einer Vierschichtdiode

strom kleiner als 1 mA aufweisen. Für besonders hohe Spannungen wurde der Intermetall-Typ BYY 19 entwickelt. Er ist bei 1000 V Sperrspannung für einen Strom von 1 A ausgelegt.
Als Gegenstück zu den großen „Brocken" seien noch als neueste Entwicklung hochsperrende Subminiatur-Silizium-Planar-Epitaxial-Dioden von *Ferranti* angeführt. Sie sind für einen Durchlaßstrom von 200 mA ausgelegt. Die Spitzensperrspannung beim Typ ZS 151 ist 100 V und der Sperrstrom maximal 1 nA!
Neben den Dioden und Gleichrichtern für Normalbetrieb sind noch eine Anzahl von Abarten dieser Bauelemente für Spezialzwecke auf dem Markt erschienen. Eine dieser Abarten ist die Tunneldiode. Da über Tunneldioden in der Fachpresse schon mehrfach berichtet wurde, soll auf die physikalischen Vorgänge in ihr nicht näher eingegangen werden. Es sei nur soviel gesagt, daß die Tunneldiode im Gegensatz zu anderen Dioden keine Sperrwirkung besitzt. Sie eignet sich zur Verstärkung, zur

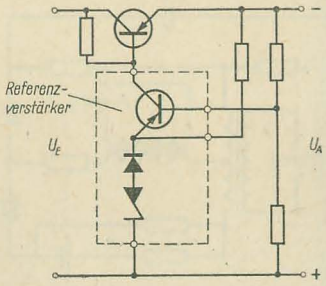


Bild 3
Stabilisierungsschaltung mit Referenzverstärker

Schwingungserzeugung und für Schaltzwecke. Sie kommt meist als Germanium- oder Galliumarsenid-Tunneldiode in den Handel. *SEL* liefert Typen (z. B. den Typ ED 119) mit einer Grenzfrequenz von 1000 MHz. Inzwischen sind auch Labormuster von Tunneldioden aus DDR-Fertigung erhältlich. Bild 1a bis 1c zeigt die Tunneldiode in verschiedenen Einsatzfällen. Eine andere Abart ist die Vierschichtdiode (Bild 2). Über sie wurde in der einschlägigen Fachpresse genügend geschrieben, so daß an dieser Stelle nicht näher darauf eingegangen werden muß. Das gilt auch für Vierschichttrioden (SU-Typ, z. B. D 228).

Ein Bauelement neuerer Fertigung ist der Trinistor von *Westinghouse* (London). Es handelt sich um einen gesteuerten Si-Gleichrichter hoher Schaltleistung. Mit einem Torstrom von nur 50 m A lassen sich beim Trinistor Betriebsströme von 25 A steuern. Der Einsatz des Trinistors ähnelt dem des Glühkatoden-Thyratrons. Die Firma *Valvo* bringt gesteuerte Siliziumgleichrichter unter dem Namen „Thyristor" mit Sperrspannungen bis 400 V und Strömen bis 50 A in den Handel.

Intermetall fertigt eine Kapazitätsdiode mit Typenbezeichnung BAY 34. Sie kann als Modulator-Diode in Gleichspannungsverstärkern dienen und weist dabei Eingangswiderstände von mehreren hundert Megohm auf. Ihr Sperrwiderstand ist > 2 GOhm. Von der gleichen Firma werden sogenannte „Referenzverstärker" in den Handel gebracht, die eine Vergleichsspannungsquelle und die erste Stufe einer Stabilisierungsschaltung enthalten. Bild 3 zeigt das Prinzipschaltbild des Referenzverstärkers.

Selbstverständlich konnten im Rahmen dieses kurzen Beitrages nicht alle neuen Halbleiterbauelemente aufgeführt werden. So wurden z. B. Fotohalbleiter und Solarbatterien ausgelassen. Abschließend sollen noch einige Schaltbilder den Einsatzbereich der besprochenen Bauelemente veranschaulichen (Bild 4 bis 6).

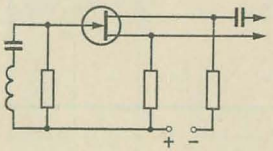


Bild 4a

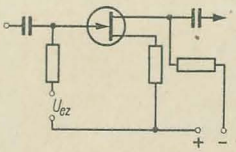


Bild 4b

Bild 4
Schaltung eines Oszillators mit einem S-Transistor (a) und Schaltung einer Flip-Flop-Stufe mit S-Transistor (b)

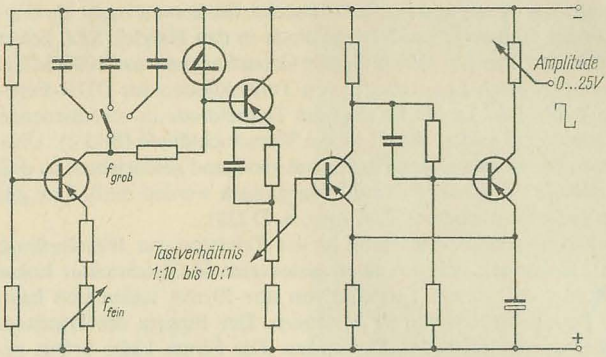


Bild 5 Schaltung eines Rechteckgenerators. Mit Hilfe der Vierschichtdiode werden Sägezahnschwingungen erzeugt, die durch die nachfolgende Schaltung begrenzt werden

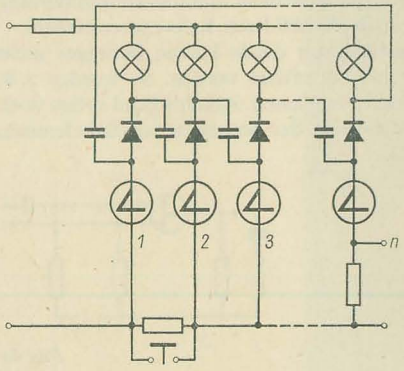
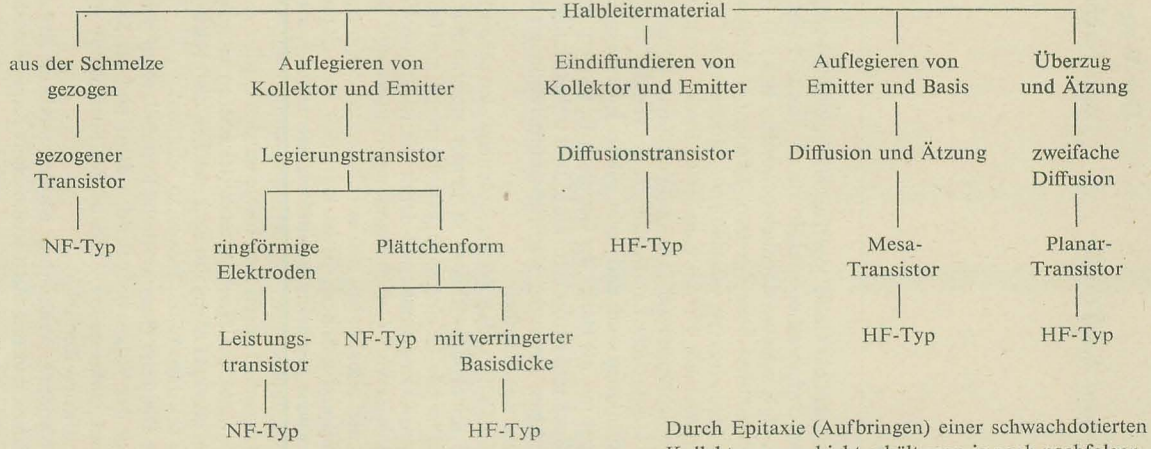


Bild 6
Schaltung eines Ringzählers mit Vierschichtdioden

Überblick über die wichtigsten Transistorarten



Durch Epitaxie (Aufbringen) einer schwachdotierten Kollektorsperrschicht erhält man je nach nachfolgendem Arbeitsverfahren den Epitaxial-Planar- oder den Epitaxial-Mesa-Transistor.

Der Weg zum Nachrichtenoffizier

Oberstleutnant Rudolf Greßler

Selten hat sich ein Gebiet der Technik innerhalb weniger Jahrzehnte so rasch und umfassend entwickelt wie die Nachrichtentechnik. Es ist für uns heute fast selbstverständlich geworden, sich mit Hilfe neuzeitlicher Nachrichtenmittel über Grenzen, Länder, ja Kontinente hinweg mit anderen Menschen zu verständigen. Moderne, auf ausgedehnten und sicher arbeitenden Netzen eingesetzte Funk-, Fernsprech- und Fernschreibeinrichtungen stehen uns zur Verfügung, deren Nutzer die Produktion, die sozialistische Landwirtschaft, der Handel, die staatlichen Organe und Institutionen sind und nicht zuletzt jeder einzelne von uns selbst. Aber nicht nur als Helfer der Gesellschaft, sondern auch – man denke an Rundfunk und Fernsehen – als Mittler unseres kulturellen Lebens sind die vielfältigen Arten der Nachrichtenübermittlung aus unserem Leben nicht mehr wegzudenken.

Es ist verständlich, daß das Nachrichtenwesen schon frühzeitig und im Verlaufe seiner Entwicklung in immer zunehmendem Maße in den Armeen aller Länder eine wichtige Rolle spielte, eine bewegliche Führung der Truppen ermöglichte und damit die wichtigste Voraussetzung zur Durchführung von Gefechtshandlungen überhaupt schuf. Die Nachrichtenmittel selbst haben sich seit den ersten Anfängen auf diesem Gebiet umfassend geändert. Es ist klar, daß im Zeitalter der modernen Technik solche Nachrichtenmittel wie Meldeläufer, Meldereiter, Meldehunde, Brieftauben usw. keinerlei Bedeutung mehr haben können und der Vergangenheit angehören. Heute werden in jeder Armee die modernsten elektronischen Nachrichtenmittel ebenso eingesetzt wie in allen Bereichen unseres Lebens mit dem gleichen Ziel: Nachrichtenverbindungen über beliebige Entfernungen zu schaffen.

Auch die Deutsche Demokratische Republik schuf sich eine Armee, die als Armee des Volkes dem Frieden dient und der Sicherung des friedlichen und umfassenden Aufbaus des Sozialismus in der Deutschen Demokratischen Republik.

Unsere Nationale Volksarmee ist eine moderne Armee, ihre Soldaten und Offiziere sind mit ihren technischen Kampfmitteln jederzeit in der

Bild 1 *Nicht nur in der Theorie hat sich ein Offiziersschüler gut auszukennen. Er muß auch das erworbene Wissen in der Praxis anwenden können. Unser Bild zeigt einen Offiziersschüler bei Abgleicharbeiten im Labor*

Lage, Seite an Seite mit den Bruderarmeen der sozialistischen Staaten den Frieden zu verteidigen.

Von den verschiedenen Waffengattungen der Landstreitkräfte unserer Nationalen Volksarmee kommt der Nachrichtentruppe besondere Bedeutung zu, denn sie bildet mit ihren Nachrichtenmitteln die Nervenstränge der Armee. Alle Truppenbewegungen erfordern zuverlässige und schnell wirksame Nachrichtenübertragungsmittel, die es dem Kommandeur ermöglichen, seine Einheiten zu führen und wirkungsvoll einzusetzen.

Durch die überaus rasche Entwicklung der Kampfmittel in den letzten Jahrzehnten sind Rolle und Bedeutung des Nachrichtenwesens bei der Führung der Truppen erheblich gewachsen; dementsprechend ist auch die Bedeutung der Nachrichtentruppe zusehends größer geworden. Das Entstehen einer neuen und modernen Nachrichtentechnik und ihre Einführung in die Praxis machen eine qualifizierte und vielseitige Spezialausbildung der Soldaten, Unteroffiziere und Offiziere der Nachrichtentruppe notwendig. Neben *Funkern, Fernsprechern* und *Fernschreibern,*

Bild 2 Wenn in der Klasse die grundlegenden Kenntnisse im Fernschreiben erworben wurden, dann geht es ins Gelände, um die Fertigkeiten unter gefechtsnahen Bedingungen zu festigen

die mit einfachen Handgriffen die technischen Anlagen, Geräte und Einrichtungen sicher bedienen sollen, müssen *hochqualifizierte Spezialisten, Mechaniker, Techniker* und *Ingenieure* stehen, deren Ausbildung längere Zeit erfordert. Der unmittelbare Ausbilder und Erzieher für die Angehörigen aller dieser Sparten ist der *Nachrichtenoffizier*. Ein Nachrichtenoffizier muß über gute Auffassungsgabe und rasches Reaktionsvermögen verfügen und neben umfangreichen militärischen und taktischen Kenntnissen ein ausgezeichnetes Fachwissen besitzen. Es ist verständlich, daß er ohne eine allseitige Bildung diesen hohen und verantwortungsvollen Aufgaben nicht gerecht werden kann. Besonders sind gründliche Kenntnisse in naturwissenschaftlichen Fächern unerläßlich. Sichere Beherrschung der Grundlagen der Mathematik, Physik und Elektrotechnik, der Funk-, Fernsprech- und Fernschreibtechnik sowie Kenntnisse über die Funktion und Anwendung der Bauelemente sind die Voraussetzungen für das Erlernen und Verstehen der von Tag zu Tag umfangreicher und komplizierter werdenden Nachrichtenmittel, in denen heute die Elektronik gleichermaßen immer breitere Anwendung findet. Außerdem fordert die Nachrichtentechnik erhebliche technische Fertigkeiten, be-

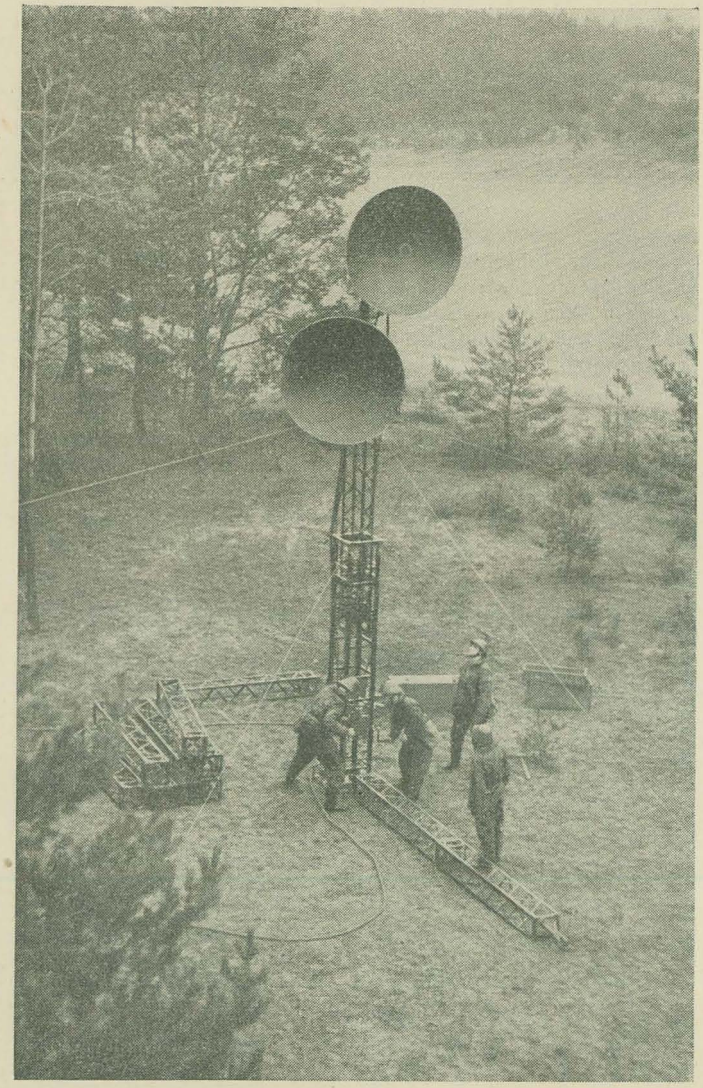


Bild 3 Eine moderne Armee wie unsere NVA verfügt auch über Richtfunkgeräte. Unser Bild zeigt das Aufrichten eines Antennenmastes

sonders bei der Instandhaltung und Instandsetzung von Nachrichtengeräten, denn auch unter den schwierigen Bedingungen des Kampfes muß eine pausenlose Arbeit der Nachrichtenmittel gewährleistet sein.
Neben der fachlichen Ausbildung stehen in gleichem Maße umfassende Erziehungsaufgaben vor dem Nachrichtenoffizier. Die Anerziehung einer hohen Kampfmoral ist eine der wichtigsten Aufgaben, die im Verlaufe der Ausbildung und Erziehung der Nachrichtensoldaten zu erfüllen ist.
Die Nachrichtentechnik ist in der Nationalen Volksarmee weit verbreitet und nicht allein mit der Nachrichtentruppe verbunden. Bei ihrem Einsatz haben Organisation und Disziplin große Bedeutung. Ohne den Menschen ist auch die modernste Technik tot. Es wäre ein Irrtum, anzunehmen, daß sich durch den Einsatz moderner Nachrichtenmittel die Anforderungen an den Menschen vermindern. Im Gegenteil, es werden höhere Anforderungen an die Menschen gestellt, die diese Technik bedienen und betreuen. Je komplizierter die Technik ist, um so disziplinierter muß man sich ihr gegenüber verhalten, um so wichtiger sind genaues Einhalten technischer und betrieblicher Dienstvorschriften und exakte Ausführung der Befehle und Anweisungen. Nicht zuletzt müssen besonders alle Angehörigen der Nachrichtentruppe ein Höchstmaß von Ver-

Bild 4 Grundlage für jeden Funker ist das Morsen, das er im Klassenunterricht erlernt

schwiegenheit aufweisen und die bestehenden Geheimhaltungsbestimmungen im Nachrichtenwesen strikt einhalten. Dazu sind sie jedoch nur dann wirklich fähig, wenn sie von der Gerechtigkeit unserer Sache überzeugt sind, wenn sie am umfassenden Aufbau des Sozialismus aktiv teilnehmen und bewußt ihren Dienst in den bewaffneten Kräften unseres Arbeiter-und-Bauern-Staates versehen.

Aus diesen kurz dargelegten Bildungs- und Erziehungsaufgaben, die vor dem Nachrichtenoffizier als Ausbilder stehen, ergibt sich die Forderung nach einem bestimmten Maß pädagogischer Kenntnisse und Fähigkeiten, die für die Lösung der Aufgaben unerläßlich sind. Für die Heranbildung junger Menschen zum Offizier der Nationalen Volksarmee im allgemeinen und für die Ausbildung zum Nachrichtenoffizier im besonderen bedarf es also einer Ausbildungsstätte, die mit hervorragenden Lehrkräften und einer ausgezeichneten materiellen Lehrbasis ausgestattet ist.

Die Nachrichtenoffiziere werden auf den Offiziersschulen unserer Nationalen Volksarmee ausgebildet und erzogen. Die Fachrichtung Nachrichten der Offiziersschule der Landstreitkräfte (von der hier gesprochen werden soll) erfüllt die gestellten Forderungen in vollem Maße. Es werden in einer 3- bzw. 4jährigen Ausbildungszeit Offiziersschüler zu Nachrichtenoffizieren herangebildet. Entsprechend den dargelegten Forderungen sollten die Bewerber für diesen Beruf möglichst das Abitur gemacht oder die 10klassige polytechnische Oberschule erfolgreich beendet haben und über eine abgeschlossene Berufsausbildung verfügen. Von den Angehörigen der Nachrichteneinheiten wird erwartet, daß sie besonders politisch interessiert und aufgeschlossen sind und bewußt an der Stärkung der Nationalen Volksarmee und der Festigung unseres Staates teilnehmen. Die abgeschlossene Berufsausbildung der ehemaligen 10-Klassen-Schüler bzw. ein gleichzeitig mit dem Abitur erworbener Facharbeiterbrief soll sich auf Berufe der Fernmelde- bzw. Funktechnik oder artverwandte Berufsgruppen erstrecken. So werden im Nachrichtenwesen tätige Angehörige der GST (z.B. Amateurfunker) bzw. anderer gesellschaftlicher Organisationen oder aus dem Fernmeldewesen der Deutschen Post kommende Bewerber ihren Berufswunsch im Nachrichtenoffizier erfüllt sehen.

Wie bereits angedeutet, erstreckt sich die Ausbildung der Offiziersschüler auf 3 bis 4 Jahre. Während einer 3jährigen Ausbildungszeit werden die Offiziersschüler zum Nachrichtenzugführer entwickelt und nach der Beförderung zum ersten Offiziersdienstgrad als solche eingesetzt, d.h. mit der Führung eines Zuges beauftragt. Neben der gesellschaftswissenschaftlichen und taktischen Ausbildung sowie der militärischen Körperertüchtigung erhalten sie in der Spezialausbildung einen Überblick über alle Nachrichtenmittel gemäß der Kommandohöhe, auf der ihr späterer Einsatz erfolgt.

Im ersten der 3 Lehrjahre werden – aufbauend auf den entsprechend der Vorbildung vorhandenen Kenntnissen – im wesentlichen Grundlagenfächer wie Mathematik und Elektrotechnik gelehrt. Im 2. Lehrjahr erfolgt die Ausbildung in der Funk- und Fernmeldetechnik, im 3. Lehrjahr stehen Gerätelehre, Einsatz und Ausrüstung der Nachrichtenmittel auf dem Lehrplan. Dieser folgerichtige Aufbau des Lehrstoffes gewährleistet am Ende eine sichere Beherrschung in den einzelnen Fächern. Darüber hinaus werden während der Ausbildungszeit Qualifikationsprüfungen im Funken bzw. Fernschreiben abgelegt. Die Offiziersschulen der NVA sind bezüglich ihrer Studienebene den Fachschulen der DDR gleichgestellt. Auf Grund dieser Tatsache erwerben die Offiziersschüler gleichzeitig mit ihrer Ausbildung zum Nachrichtenoffizier eine staatlich anerkannte und in allen Bereichen unserer Gesellschaft gültige Qualifikation. Die Offiziersschüler mit abgeschlossenem 3jährigem Studium erhalten nach bestandener Prüfung das Zeugnis eines Technikers des Nachrichtenbetriebsdienstes.

Die Offiziersschüler, die eine 4jährige Ausbildungszeit durchlaufen, werden entweder als Funkzugführer oder als Fernsprech-, Fernschreib- oder Richtfunkzugführer ausgebildet. In dieser Richtung erfolgt auch ihr späterer Einsatz, jedoch auf einer anderen Kommandoebene als bei den 3jährig ausgebildeten Offiziersschülern. Das gegenüber dem erstgenannten Ausbildungszweig hinzukommende 4. Lehrjahr ist nicht schlechthin eine zusätzliche Ergänzung des 3-Jahresstudiums, sondern ihm liegt ein anderer methodischer Aufbau zugrunde. Die allgemeinen Grundlagenfächer (also das mathematische Rüstzeug, die Elektrotechnik, die elektrische Meßtechnik und die Bauelemente) werden hier sehr intensiv behandelt und erstrecken sich bis in das 2. Lehrjahr.

Die anschließend gelehrte Funktechnik umfaßt solche Zweige wie: Schwingungserzeugung und Modulation, Impulstechnik, Verstärkertechnik, Funksende- und -empfangstechnik u. a.; in der Fernmeldetechnik entsprechend Fernsprech- und Fernschreibtechnik, um nur einige Beispiele zu nennen. Im Rahmen dieser technischen Grundlagen werden eine Reihe praktischer Übungen in den verschiedenen Labors durchgeführt, die der engeren Verbindung von Theorie und Praxis dienen. Im 3. und 4. Lehrjahr erfolgt auch hier das Studium der technischen Geräte, Apparate, Anlagen und Einrichtungen sowie deren Ausnutzung und praktischer Einsatz.

Ebenso wie auch bei der 3jährigen Ausbildung wird eine bestimmte Zahl von Stunden Unterricht im Fach Pädagogik erteilt.

Der Qualifikationsgrad für die Offiziersschüler mit 4jähriger Ausbildung ist entweder Ingenieur des Funkbetriebsdienstes oder aber Ingenieur des Fernmeldebetriebsdienstes. Aus diesem Grunde muß in der zweiten Hälfte des 4. Lehrjahres eine Ingenieurarbeit geschrieben werden, wie es auch an den zivilen Ingenieurschulen üblich ist.

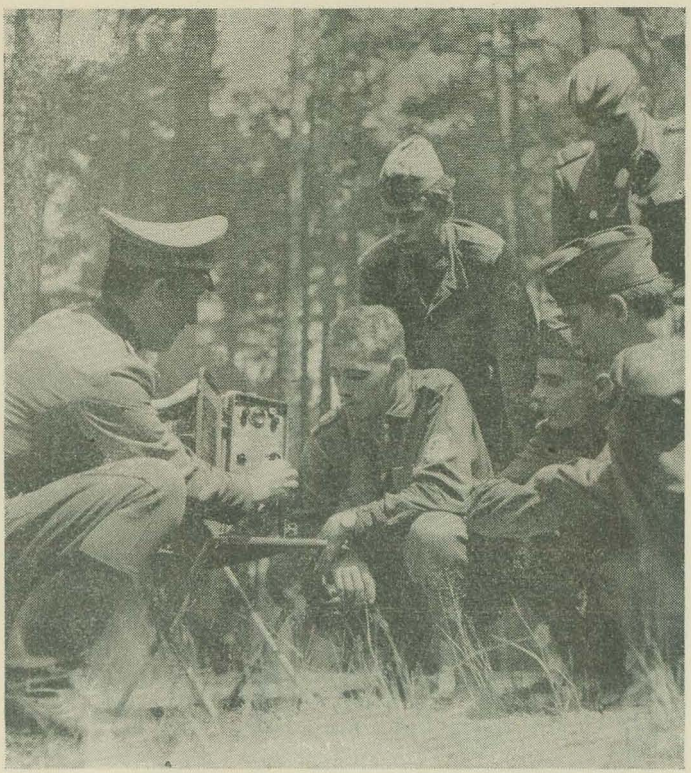


Bild 5 Herzlich und kameradschaftlich ist die Freundschaft zwischen den Nachrichtensoldaten der NVA und den Nachrichtensportlern der GST. Hier wird gerade eine Funkstation kleinerer Leistung erklärt

Der Erwerb einer Funk- bzw. Fernschreibqualifikation ist selbstverständlich auch in der 4jährigen Ausbildung einbegriffen. Außerdem erlernen alle Offiziersschüler während ihrer Ausbildung die russische Sprache bis zu einem festgelegten Grad.
Alle Offiziersschüler absolvieren ferner – meist im letzten Lehrjahr – ein Praktikum bei einem Truppenteil, wo sie sich auf ihre künftige Aufgabe praktisch vorbereiten und an Ort und Stelle den Wirkungsgrad ihrer bisherigen Tätigkeit überprüfen können.

Die erläuterten Lehrziele und Qualifikationsgrade, die in diesem Rahmen nur angedeutet werden konnten, unterstreichen zweifellos die bereits erwähnten Forderungen an Lehrpersonal und Lehrbasis der Offiziersschulen.

Für die vielfältigen und umfangreichen Bildungs- und Erziehungsaufgaben bei der Heranbildung von Offiziersschülern steht ein qualifizierter Lehrkörper zur Verfügung. Die Mehrzahl der Lehroffiziere verfügt über militärakademische, technische und pädagogische Qualifikationen bzw. umfangreiche Truppenerfahrung. In den spezialtechnischen Fächern sind ausschließlich erfahrene Ingenieure und Diplomingenieure als Lehrer tätig, die den Lernenden jederzeit mit Rat und Tat zur Seite stehen, die jede erdenkliche Hilfe bei der Lernarbeit leisten und ihr Bestes geben, um ihre Kenntnisse und Erfahrungen dem jungen Nachwuchs zu vermitteln. Alle Ausbilder kennen die Forderungen, die nach Beendigung der Schule an den jungen Offizier in der Praxis gestellt werden.

Schließlich verfügt die Fachrichtung Nachrichten der Offiziersschule der Landstreitkräfte über eine Lehrbasis, die dem neuzeitlichsten Stand der

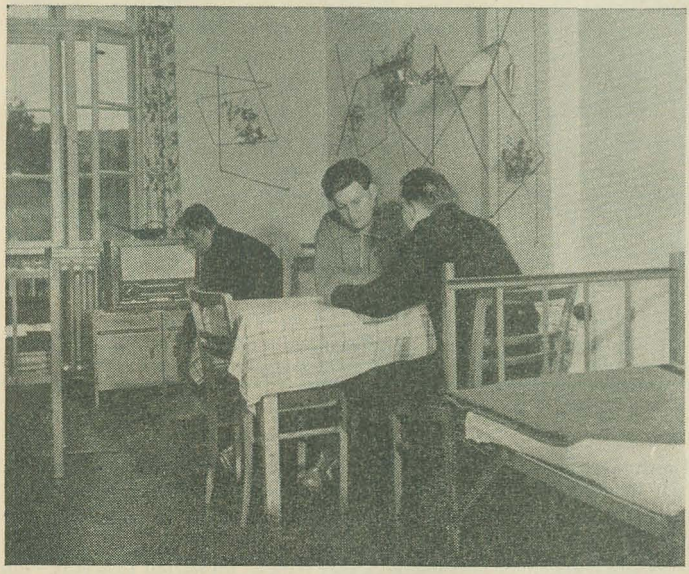


Bild 6 Obwohl ein Offiziersschüler viel lernen muß, um die Lehrziele zu erreichen, so kommt doch die Freizeit nicht zu kurz. In zahlreichen Interessengemeinschaften und Zirkeln findet jeder ein reiches Betätigungsfeld

Technik entspricht und allen Anforderungen gerecht wird. Zahlreiche vorbildlich eingerichtete Lehrklassen, Lehrkabinette, Lehrwerkstätten und Labors bieten den Offiziersschülern alle Möglichkeiten, zu studieren, zu experimentieren und eigene, schöpferische Tätigkeit zu entfalten. Die Offiziersschüler werden zur selbständigen wissenschaftlichen Arbeit erzogen. Die Lehrklassen sind mit Bildwerfern und Projektionsflächen ausgestattet, so daß sich mit Hilfe der vorhandenen Dia-Serien der akustische und optische Eindruck des Unterrichtsprozesses zu hoher Wirksamkeit vereinigt. Zahlreiche Lehrmodelle und Lehrtafeln ergänzen die Anschaulichkeit im Unterricht. In der Funktechnik-Lehrklasse wird eine industrielle Fernsehanlage mit einer Kamera und 3 Empfängern zur anschaulichen und wirkungsvollen Darstellung, z. B. bestimmter Elemente der Schaltungstechnik oder von Bauteilen in Kleinstbauweise, verwendet. Die Rationalisierung des Unterrichts als wichtiges wissenschaftliches und praktisches Problem, die Programmierung der Unterrichtstätigkeit oder Probleme der Optimierung des Unterrichtes stehen im Vordergrund der pädagogischen Problematik. So wurde u. a. bereits vor geraumer Zeit als modernes kybernetisches Lehrmittel eine Unterrichtsmaschine entwickelt.

Die Offiziersschüler nehmen teil an der Rationalisatoren- und Erfindertätigkeit in ihrem Ausbildungszweig und beteiligen sich an der militärtechnischen Propaganda der Fachrichtung.

Das Leben an der Offiziersschule ist selbstverständlich nicht von Lernpflichten überhäuft. Obwohl zur Erreichung der Lehrziele hart gearbeitet werden muß, kommt die Zeit der Entspannung bei Sport und Spiel und der allen jungen Menschen eigene Frohsinn nicht zu kurz. In Kultur- und Tanzgruppen, bei Theater- und Filmbesuchen finden Interessierte ihr freizeitliches Betätigungsfeld, wobei die musische Erziehung mit den schulischen Aufgaben und Pflichten in Einklang steht.

Nach der Absolvierung der Offiziersschule und bestandenem Examen erfolgt die Beförderung zum Unterleutnant (nach 3jährigem Studium) oder aber zum Leutnant-Ingenieur (nach 4jährigem Studium) und der Einsatz in einem Truppenteil unserer Armee, wo der junge Offizier dann vor der verantwortungsvollen Aufgabe steht, junge Menschen, die ihren Ehrendienst in den bewaffneten Kräften leisten, auszubilden und zu erziehen.

Die Liebe zur Technik bzw. das technische Interesse, das einer großen Zahl unserer männlichen Jugendlichen eigen ist, gepaart mit der Begeisterung für den Beruf des Nachrichtenoffiziers, sind die Voraussetzungen, um das nicht leichte, aber schöne Ziel zu erreichen.

Fortschritte in der HF-Technik

Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer

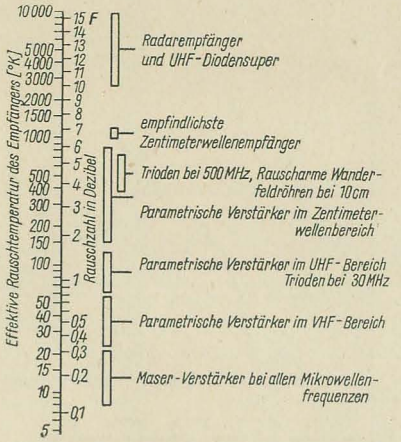
Fragt man nach den bekanntesten und bahnbrechendsten technischen Errungenschaften der letzten 5 Jahre, so kommt man in unserem Fachgebiet auf folgende: den *Maser*, den *parametrischen Verstärker*, den *Laser*, die *Fiberoptik* und die *Molekularelektronik*.* Klammern wir die letzten beiden Errungenschaften aus, so sind die drei ersten Neuentwicklungen aus dem Bedürfnis entstanden, möglichst rauscharme Empfänger hoher Empfindlichkeit zu besitzen, vor allem im Gebiet der Ultrahochfrequenzen.

Man kann die Empfindlichkeit eines Empfängers durch sein Eigenrauschen festlegen. Für die Höhe des Eigenrauschens ist in erster Linie die Eingangsstufe verantwortlich. Für die Ermittlung einer Kenngröße denkt man sich am Eingang des Empfängers einen rauschenden Widerstand, dessen Wert gleich dem Eingangswiderstand und dessen Temperatur veränderlich ist. Wäre der Empfänger ideal rauschfrei, dann müßte die Eigentemperatur des Widerstandes 0 °K sein (absoluter Nullpunkt). Bei allen praktischen Empfängern ist die „Eingangsrauschtemperatur", wie man diese Größe nennt, größer als 0 °K. Wird dem Empfänger eine schwache Eingangsleistung zugeführt, so kann man am Ausgang des Geräts nur dann ein unterscheidbares Signal erwarten, wenn die Signalleistung über der Rauschleistung liegt. In allen anderen Fällen geht das Signal im Rauschen unter.

Es ist nun äußerst interessant, die Eigenrauschtemperaturen moderner Empfänger zu vergleichen. Dies geschieht in Bild 1. Man erkennt, daß Zentimeterwellenempfänger mit Mischdiodeneingang relativ unempfindlich sind; sie haben Eingangsrauschtemperaturen von 3000 bis 10000 °K. Demgegenüber liegen die Eigenrauschtemperaturen der parametrischen Verstärker und Maser eine bis zwei Größenordnungen darunter. Ohne diese neuartigen rauscharmen Verstärker wäre kein Weltraumnachrichtenverkehr möglich, auch das Satellitenfernsehen könnte nicht durchgeführt werden.

* Siehe zu den letztgenannten Gebieten die entsprechenden Beiträge „Faseroptik" und „Zu Großem durch Kleinheit".

Bild 1 Rauschtemperaturen moderner Empfänger



Während der parametrische Verstärker noch herkömmliche Verfahren benutzt, werden beim Maser und Laser erstmals Wechselwirkungen zwischen elektromagnetischen Wellen und Molekülen zur Verstärkung und Schwingungserzeugung verwendet.

Zuerst eine kurze Erklärung der Wirkungsweise des parametrischen Verstärkers: In einem Schwingkreis der Frequenz ω wird die Kapazität (ein „Parameter" des Schwingkreises!) periodisch mit der doppelten Frequenz vergrößert und verkleinert. Wenn bei der einen Halbwelle die maximale HF-Spannung am Kondensator steht, wird seine Kapazität verkleinert, dadurch steigt die Spannung an C an. Schwingt der Kreis durch Null, so ist auf dem Kondensator keine Spannung mehr vorhanden, und man kann seine Kapazität ohne Folgen für den Schwingkreis wieder auf den ursprünglichen Wert vergrößern. In Bild 2 sind der Schwingkreis und das beschriebene Zeitverhalten dargestellt. Ohne Verändern der Kapazität schwingt der Kreis gedämpft aus. Durch das „Pumpen" (wie man das gesteuerte Ändern der Kapazität nennt) wird der Kreis entdämpft, so als ob man einen negativen Widerstand parallelschaltete. Die verstärkende Wirkung kommt also nur durch Entdämpfen des Kreises zustande, was den parametrischen Verstärker zum „Zweipolverstärker" ohne Trennung zwischen Ein- und Ausgangskreis macht. Das gleiche gilt übrigens auch trotz des anderen Verstärkungsmechanismus für den Maser. Man kann derartige Zweipolverstärker im allgemeinen nicht in Kaskade schalten, ohne daß es zu einer Selbsterregung kommt. Es müssen beim praktischen Einsatz umfangreiche Schaltmaßnahmen getroffen werden, die den so einfach erscheinenden Verstärker doch zu einem recht komplizierten elektronischen Gerät werden lassen.

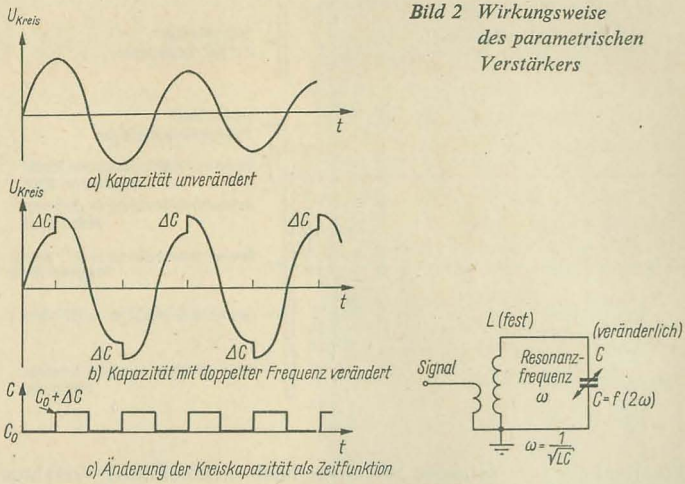


Bild 2 Wirkungsweise des parametrischen Verstärkers

Bild 3 zeigt Schaltung und Aussehen eines parametrischen Koaxialkreisverstärkers für das 70-cm-Amateurband. Als steuerbare Kapazität wird eine in Sperrichtung vorgespannte Spezialdiode (eine Varactordiode, wie man sie nennt; in der DDR z.B. die Siliziumkapazitätsdiode OA520B des VEB WF Berlin) benutzt, deren Kapazität durch den Pumposzillator – auf einer höheren Frequenz schwingend – periodisch verändert wird. Die Ein- und Auskopplung der zu verstärkenden HF-Schwingung erfolgt über koaxiale Koppelschleifen. Zur genauen Abstimmung des Koaxialresonators nähert man eine kapazitive Platte dem heißen Ende des Innenleiters über eine Mikrometerschraube. Die Diode liegt ebenfalls am heißen Ende des Innenleiters, sie wird vom Pumposzillator durchgesteuert und entdämpft den Kreis. Bei 70 cm wurde mit diesem Verstärker eine Rauschzahl von 1 dB (Rauschtemperatur 75 °K!) erreicht, was besonders für UKW-Weitverbindungen, Aurora-Beobachtung oder Satellitenverfolgung wichtig ist.

Beim Maser wird auch ein negativer Widerstand zur Entdämpfung eines Schwingkreises erzeugt, jedoch in diesem Fall durch erzwungene Emission von Strahlung in einem Gas oder in einem Festkörper. Der erste ausgeführte Maser benutzte Ammoniakgas als aktives Medium und erzeugte stabile Schwingungen auf einer durch das Material bestimmten Frequenz im Wellenlängenbereich um 1 cm. Man leitete Ammoniakgas in einen Hohlraumresonator und brachte die Moleküle durch elektrische Felder auf ein höheres Energieniveau, aus dem sie durch die gleichfalls im Hohlraum vorhandene HF-Welle sozusagen „im Gleich-

schritt" abgerufen und wieder ins niedrigere Energieniveau gebracht wurden. Den Übergang vom hohen zum niedrigen Energieniveau unter der Einwirkung eines steuernden Hochfrequenzfeldes nennt man induzierte Emission. Den Zusammenhang zwischen Energie und Frequenz gibt die Formel $E = h \cdot f$ wieder, wobei E die Differenz zweier Energieniveaus, f die dem Übergang entsprechende Frequenz und h das Planck-sche Wirkungsquantum ist.

Ein Maserverstärker für Mikrowellen besteht nun aus folgenden Elementen: einem Rubinkristall mit geringer Chrombeimengung als aktivem Material, einem Hohlraumresonator, in dem die Wechselwirkung zwischen den Molekülen und der hochfrequenten Welle stattfinden kann, den Ein- und Auskoppelelementen für Signal- und Pumpfrequenz, dem äußeren Magnetfeld für den Rubinkristall und der Kühleinrichtung für den Rubinkristall. Durch Einwirkung der Pumpfrequenz auf den Kristall werden die Moleküle auf ein höheres Energieniveau gehoben, durch Eintreffen der Signalfrequenz fallen sie wieder auf ein anderes, energieärmeres Niveau zurück. Die Kühlung des Kristalls mit flüssigem Helium ist erforderlich, damit die auf ein hohes Energieniveau gelangten Moleküle nicht sofort durch thermische Eigenbewegung unkontrolliert auf das niedrigere Niveau zurückfallen. Es würde zu weit führen, die genaue Theorie des Masers zu erläutern, einige Einzelheiten werden noch bei

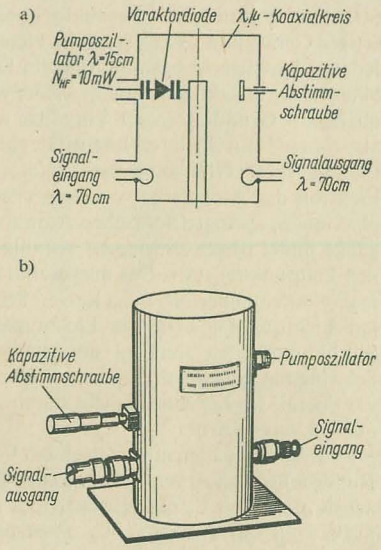


Bild 3
Ausführungsbeispiel eines einfachen parametrischen Verstärkers im UHF-Gebiet

a) prinzipieller Aufbau des parametrischen Verstärkers,

b) konstruktive Ausführung des parametrischen Koaxialkreisverstärkers für 70 cm

der Beschreibung des sehr ähnlich arbeitenden Lasers gesagt. Aus dem Gesagten erkennt man aber bereits, daß der Aufwand für einen „Molekularverstärker" recht hoch ist, was seine Anwendung nur bei speziellen Fällen rechtfertigt (d.h. wenn alle sonstigen Verstärker nicht rauschfrei genug sind).

So findet der Maser sein Hauptanwendungsgebiet in der Radioastronomie und in Satellitenbeobachtungsstationen. Er wird bisher meist in ortsfesten, umfangreichen Empfangsstationen eingesetzt. Je nach dem verwendeten Material und einem äußeren Magnetfeld kann der Maser bei verschiedenen Frequenzen arbeiten. Geräte für Wellenlängen bis herab zu 3 cm sind in vielen Ländern der Welt, auch in der DDR, realisiert worden.

Der Gasmaser kann als sehr genaues Frequenznormal eingesetzt werden; Arbeiten auf diesem Gebiet hat vor allem die Sowjetunion im Lebedew-Institut der Akademie der Wissenschaften der UdSSR durchgeführt (*Basow* und *Prochorow*). Intensive Forschungsarbeiten auf dem Masergebiet werden in der Welt seit etwa 6 bis 7 Jahren betrieben; wir stehen also erst am Anfang der Entwicklung. Die jetzt laufenden Forschungsarbeiten haben den Zweck, eine technisch einfache Form zu finden, in der sich das neue Verstärkerprinzip bei möglichst vielen Frequenzen anwenden läßt.

In letzter Zeit wird in der internationalen Presse des öfteren vom quantenmechanischen optischen Generator oder LASER (lichtangeregter, Strahlung emittierender Resonator) gesprochen. Was ist nun ein derartiges Gerät, und welche Vorteile bietet es?

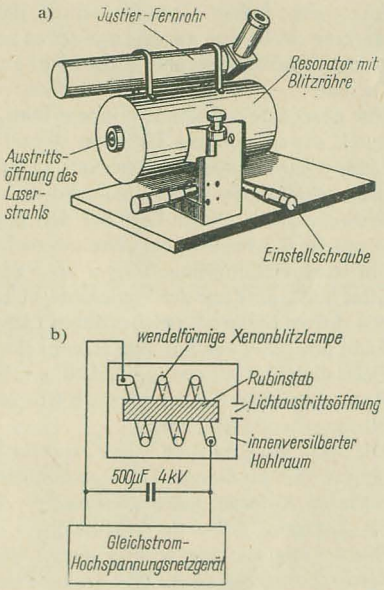
Jedem Menschen ist bekannt, daß ein Lichtstrahl, der durch einen Stoff hindurchtritt, diesen geschwächt wieder verläßt. Die von einer Strahlungsquelle auf Grund atomarer Vorgänge ausgehende Lichtstrahlung kann also immer nur in ihrer Intensität abnehmen. Bei allen Lichtquellen (Sonne, Kerze, Glühlampe usw.) erfolgt eine Lichtaussendung, wenn ein Elektron des Atomkerns von einer energiereicheren äußeren Bahn auf eine innere springt (Bohrsches Atommodell). Wie alle atomaren Vorgänge findet dieses „Springen" zufällig und daher zu ganz verschiedenen Zeitpunkten statt. Das ausgesandte Licht besteht also aus unregelmäßig aufeinanderfolgenden kurzen Schwingungsstößen, den sogenannten Lichtquanten. Da die Lichtaussendung bei zwei verschiedenen Strahlungsquellen stets zu unterschiedlichen Zeitpunkten in kurzen Schwingungszügen sehr kleiner Wellenlänge erfolgt, kann man auch die Energie im Lichtstrahl nicht durch Zusammenschalten zweier Lichtquellen vergrößern.

Die Physiker suchten nun nach einem Verfahren, Lichtwellen ähnlich wie Rundfunkwellen zu verstärken. Lange Zeit jedoch war diese Forschungsarbeit nicht von Erfolg gekrönt. Erst in den letzten Jahren konnten – aufbauend auf Arbeiten von *Einstein*, *Planck*, *Fabrikant* (SU) oder

Bild 4
Impuls-Rubinlaser

a) Ausführungsbeispiel eines Impuls-Rubinlasers (nur optischer Kopf),

b) prinzipieller Aufbau des Lasers



Townes (USA) – Lichtverstärker und neue Lichtquellen sehr hoher Energie entwickelt werden.

Wenn es gelingt, die Lichtquelle dazu zu bringen, daß sie ihre Strahlung zu genau festgelegten Zeitpunkten abgibt, sie sozusagen in regelmäßigen Abständen aussendet, dann kann man mehrere Lichtquellen „parallelschalten" und damit im Strahl hohe Energien erzeugen. Man muß nur die Elektronen zum „gleichzeitigen Springen" bringen (erzwungene Emission, Einstein 1916).

Das Grundprinzip des Lasers besteht in einer zeitlich kontrollierten Wechselwirkung des Lichtstrahls mit einem Stoff, der bei Lichtanregung selbst Licht abgeben kann (Fluoreszenz).

Die grundsätzlichen Bestandteile eines technisch verwendbaren Lasers sind:

a) das aktive Material, welches bei Lichteinfall selbst Licht aussenden kann;

b) der Resonator (z.B. Rubinkristall), in dem die Wechselwirkung zwischen Licht und Materie stattfinden kann, und

c) die Stromversorgung für die anregende Lichtquelle (etwa einer größeren Elektronenblitzröhre entsprechend).

Aus energetischen Gründen sendet das aktive Material Licht einer längeren Welle aus als der, mit der es angeregt wird. So wird meist mit grünem Licht erregt, aber rotes Licht ausgesandt.
Da man eine Umwandlung des Lichtes von einer ungeordneten Form in eine geordnete vornimmt – indem man die atomaren Prozesse zeitlich durch die erzwungene Emission steuert –, muß man natürlich in den Laser mehr Energie hineinstecken, als man herausbekommt. Man nennt das Verhältnis der herauskommenden zur hineingebrachten Energie den Wirkungsgrad. Dieser liegt bei den gegenwärtig eingesetzten Impulslasern bei 0,2 bis 2%, bei dem hier nicht näher beschriebenen Gaslaser mit Neon-Heliumgemisch sogar noch zwei Größenordnungen darunter. Man hofft, im Zuge der Weiterentwicklung 10% zu erreichen.
Als aktives Material, welches durch Licht angeregt wird und dann selbst Licht abstrahlt, benutzt man sowohl ein Helium-Neon-Gasgemisch (für einen dauernd mit geringer Leistung arbeitenden Laser) als auch einen Rubinstab oder Neodymglasstab (für einen mit kurzen, starken Lichtblitzen arbeitenden Laser).
Die Suche nach anderen Materialien für Laser – auch für andere Wellenlängen – ist im Gange. Die Reinheit der verwendeten Substanzen muß höchsten Anforderungen entsprechen. Man hat inzwischen mehr als 50 „lasernde" Substanzen gefunden.
Bild 4a zeigt die Ausführung eines Laserkopfs; das zugehörige Stromversorgungsgerät ist in Bild 4b im Prinzip dargestellt. Die maximale Energie des scharfgebündelten Laserstrahls beträgt zur Zeit 500 Ws. Durch die Form des verwendeten Rubinkristalls wird diese Energie in einem Strahl von 5 mm Durchmesser konzentriert. Das Besondere der aus dem Laser austretenden Lichtwelle ist neben der hohen Energie noch die Tatsache, daß nur eine sehr schmale Spektrallinie im roten Bereich abgestrahlt wird und daß die Lichtwellenzüge eine feste Phase haben, d.h. auf Grund der erzwungenen Emission in einer konstanten Zeitbeziehung stehen. Während man bisher aus dem Spektrum des weißen Lichtes nur eine Spektrallinie herausfiltern und mit deren Energie nicht

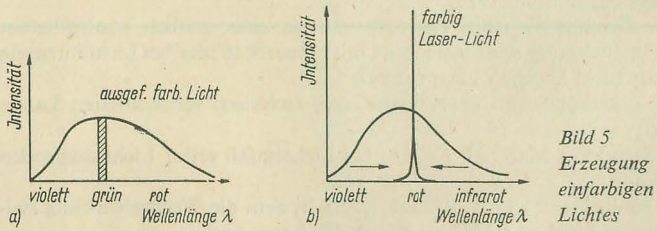


Bild 5 Erzeugung einfarbigen Lichtes

a) bisherige Möglichkeit, einfarbiges Licht zu erzeugen
b) Ausnutzung des Laserstrahls für diesen Zweck

über die Energie des Spektrums kommen konnte, gelingt es mit dem Laser, die Energie des gesamten Spektrums in einer Spektrallinie zu vereinigen. Damit wird die Energie dieser Linie um viele Male größer (siehe beigefügte Zeichnung Bild 5).

Man nennt einfarbiges Licht mit diesen Eigenschaften kohärent (auf Deutsch zusammenhängend). Ähnlich wie es vom weißen, nichtkohärenten (also ungeordneten) Licht her bekannt ist, kann man mit Sammellinsen den Strahl bündeln und auf einen Brennpunkt richten (konvergenter Strahl). In diesem Brennpunkt lassen sich unerhört große Leistungsdichten erreichen, die in der Größenordnung von rund 8 Millionen Kalorien pro Quadratzentimeter liegen. Auf diese Weise ist es möglich, auf kleinen Flächen sehr hohe Temperaturen (wesentlich höher als die Sonnentemperatur) zu erzielen.

Die Anwendungsgebiete für Laser liegen in der Nachrichtentechnik, der Medizin, der Metallbearbeitung, der Physik und der Militärtechnik.

Gaslaser wird man für die Nachrichtenübertragung im Weltraum einsetzen, wenn die Frage der Modulation des Lichtes mit der zu übertragenden Nachricht geklärt ist. Das Laserlicht übernimmt dann die Funktion der Trägerwelle. Auf der Erde tritt die atmosphärische Dämpfung störend in Erscheinung und begrenzt die Reichweite einer Laser-Nachrichtenverbindung, jedoch kann, ähnlich wie bei der in der Hochfrequenztechnik bekannten Hohlkabelübertragung (H_{01}-Übertragungstechnik), ein Lichtleiter (z.B. Glasfaser oder Polystyrolstab) benutzt werden, der als „Kabel" wirkt. Bestechend ist die große Bandbreite, die man mit einer Laser-Nachrichtenverbindung übertragen kann. So könnte man *alle* Fernsehprogramme der Erde über *einen* Laserstrahl gemeinsam übertragen.

In der Medizin ermöglichen Laserstrahlen Mikrochirurgie, lokale Verschweißung von Geweben oder gezielte Therapie (Ausbrennen von Tumoren).

Ein wichtiges Anwendungsgebiet, das sicher in Zukunft weitgehend das bestimmende Gebiet für den Lasereinsatz werden wird, ist die Metallbearbeitung. In nahezu allen Metallen, auch bei hochschmelzenden Materialien wie Wolfram oder Molybdän, kann der Laser die Schmelzpunkttemperatur in einem Punkt hervorrufen. Ähnlich wie bei Elektronenstrahlwerkzeugen lassen sich hohe Energien auf kleinen Flächen konzentrieren. Beide Bearbeitungsverfahren haben zur Zeit gleiche Leistungsdichten, jedoch liegt der Wirkungsgrad des Elektronenstrahlwerkzeugs mit 50% wesentlich höher. Nachteilig ist, daß der Elektronenstrahl im Vakuum erzeugt und auch dort angewandt werden muß. Beide Verfahren sind nicht geeignet für tiefe Löcher oder Schnitte. Beim Schweißen mit Lasern wurden folgende Erfahrungen gesammelt: Stahl verdampft tiefer, als erwartet, Aluminium weniger tief. Molybdändrähte lassen sich in der Luft gut miteinander verschweißen. Bei hoher Ober-

flächenreflexion ergibt sich geringe Leistung am Arbeitsort, weil die Laserstrahlen zurückgeworfen werden. Dies wird eventuell für Schablonen zum Bohren komplizierter Formen von Nutzen sein.
In der Physik kann der Laser als Normal für genaue Längenmessung oder zur Durchführung spezieller optischer Interferenzversuche benutzt werden. Im Jahre 1961 wurden erstmalig mit Lasern nichtlineare optische Effekte (Erzeugung optischer Oberwellen) hervorgerufen. Eine Anwendung des Lasers zur Messung von Plasma-Parametern bei Fusionsversuchen ist beabsichtigt. Man kann mit Laserstrahlen chemische Reaktionen auslösen, Gase ionisieren und starke örtliche Feldstärken oder Erwärmungen bewirken.
In der Militärtechnik verspricht man sich vom Laser eine Verbesserung des impulsoptischen Entfernungsmessers und ein störfreies Raketenleitverfahren. Ein experimentelles Lichtradargerät (Colidar) mit Laser gestattete eine Reichweite von 12 km bei Tageslicht (USA).
Als Versuch für die Überbrückung größerer Entfernungen mit Lasern wurde in den USA der Mond mit dem Lichtblitz eines Rubinlasers angestrahlt. Die kurze Aufhellung am Südrand des Kraters Albategnius konnte mit Fernrohr einwandfrei beobachtet werden.
Ein wesentlicher Nachteil der jetzt bekannten Impulslaser ist die Tatsache, daß aus energetischen Gründen nur etwa alle 20 s ein Lichtblitz hoher Energie erzeugt werden kann. Eine schnellere Blitzfolge würde zur thermischen Überlastung des Kristalls führen, und auf Grund des schlechten Wirkungsgrads müßte man sehr hohe Energien aus dem Stromnetz zuführen (einige 100 Kilowatt). Man erzeugt jetzt die hohen Energien durch Kondensatoraufladung. Die Kondensatorenbatterie wird langsam aufgeladen und schnell über die anregende Blitzröhre entladen. Auch induktive Stromspeicher werden eingesetzt, denn für die elektrische Energie gilt

$$W = \frac{1}{2} C U^2 = \frac{1}{2} L I^2.$$

Die genannten Probleme sind jedoch in naher Zukunft lösbar. In den USA produzieren etwa 30 Firmen Lasergeräte in kleinen Stückzahlen. Je nach Ausgangsleistung liegen die Preise bei 2000 bis 25000 Dollar pro Stück, es handelt sich dabei um eine sehr lohnintensive Fertigung. Über industriellen Einsatz sind allerdings noch keine Nachrichten vorhanden, die bisher gebauten Geräte werden zur Zeit für die Grundlagenforschung benutzt.
In der Sowjetunion sind Arbeiten am Lebedew-Institut für Physik der Akademie der Wissenschaften der UdSSR im Gange, die Grundlagenfragen und Anwendungen von Quantengeneratoren (Lasern) betreffen. Auch in der DDR sind in einigen Instituten der Akademie der Wissen-

schaften Grundlagenforschungsarbeiten über quantenmechanische Generatoren durchgeführt worden.
In diesem Zusammenhang ist es interessant, daß die Sowjetunion das Forschungsthema „Laser" zum Schwerpunktthema für 1963 erklärt hatte.
Durch kollektive Zusammenarbeit zwischen der Deutschen Akademie der Wissenschaften und dem VEB Carl Zeiss, Jena, war es möglich, zur Frühjahrsmesse 1964 erstmalig industriell in der DDR gefertigte Lasergeräte der Öffentlichkeit vorzustellen. Es handelte sich um einen Helium–Neon–Dauerstrich-Gaslaser und um einen kleinen Rubin-Impulslaser.
Mit der Entwicklung des Lasers ist eine neue Etappe der Entwicklung der Optik – die Kohärenzoptik – eingeleitet worden. Viele aus der Hochfrequenztechnik bekannte Verfahren lassen sich nun in abgewandelter Form auch in der Optik anwenden. Entwicklungen dieser Art sind heute nur von hochindustrialisierten Ländern mit einem hohen Aufwand an Forschungskapazität durchführbar. Die angemessene Art der Entwicklung stellt die Kollektivarbeit vieler wissenschaftlicher Kollektive auf breiter Basis – möglichst mit internationalem Erfahrungsaustausch – dar. In den nächsten Jahren wird in der ganzen Welt auf diesem Gebiet intensiv geforscht werden.

Aus der Gesellschaft

Das jahrelange gute Einvernehmen zwischen Otto Miesmatsch (53) und seinem Kollegen Hugo Aufdraht (37) nahm ein jähes Ende. M. mißfiel der Mißbrauch seines Weckers durch A.
Tatbestand: A. hatte eine Anlage gebaut, bei der ein Mikrofon bestimmte akustische Signale über einen Verstärker und einen Schmitt-Trigger einem transistorisierten Relais zuführte, das seinerseits eine elektrische Klingel zum Ansprechen brachte. Die Anlage befand sich im Schlafzimmer von A., das Mikrofon an der Wand zu Nachbar M. Jeden Morgen löste dessen Wecker nun A.s Anlage aus.
Entschuldigung von A.: „Ein Wecker ist mir zu teuer, und seit M. seine Wand akustisch abgedichtet hat (ich schnarche ihm zu laut), reicht die Lautstärke seines Weckers für mich nicht mehr aus."
A. und M. wohnen in einem Neubau.
P. S.: A. läßt sich jetzt durch den Wecker von Karl Friedlich (45) wecken, der zwei Stockwerke tiefer wohnt und zur gleichen Zeit aufstehen muß. Das Mikrofon sitzt an den Buchsen der Gemeinschaftsantennen-Anlage.

Fortschritte beim UHF-Fernsehen

Ing. Klaus K. Streng

Seit 1963 wird im VEB Funkwerk Erfurt die Röhre E/PC 88 gefertigt. Es hat den Anschein, als wäre mit der Entwicklung dieser Röhre ein Stand des UHF-Kanalwählers erreicht, der sich in bezug auf Grenzempfindlichkeit und Verstärkung mit Elektronenröhren kaum noch überbieten ließe.

An der Schaltungstechnik des Kanalwählers ist dabei im Prinzip nichts geändert worden seit der Schaffung der Röhre E/PC 86. Die Antennenenergie gelangt – bei 240-Ohm-Kabel über eine $\lambda/4$-Anpaßleitung – in ein π-Glied zur Katode einer UHF-Vorstufe in Gitterbasisschaltung. In der Anodenleitung dieser Röhre befindet sich ein Leitungskreis (meist in Halbwellentechnik), der die Primärseite eines Bandfilters bildet. Der identisch ausgeführte Sekundärkreis stellt über eine Koppelschleife die Weiterleitung des Signals zur selbstschwingenden Mischstufe her. Der frequenzbestimmende Schwingkreis für die Oszillatorfrequenz (ebenfalls ein Leitungskreis) befindet sich in der Anodenleitung der Mischröhre, die Abstimmung aller 3 Kreise (Bandfilterkreise und Oszillatorkreis) erfolgt im Gleichlauf. Hierzu werden meist kleine Drehkondensatoren (siehe Bild 1) verwendet, seltener Kurzschlußschieber auf den Leitungskreisen (die dann allerdings Viertelwellenlängenkreise sind). Die mit der E/PC 88 erzielte Verbesserung ist nur gering gegenüber den Werten mit dem Vorläufertyp E/PC 86 und macht sich vor allem in einer größeren Empfindlichkeit am hochfrequenten Ende des Fernsehbandes V bemerkbar. Dabei wirkt sich vor allem der kleinere Rückwirkungsleitwert der E/PC 88 günstig aus.

Vergleichsweise werden hier die wichtigsten Daten der beiden Röhren gegenübergestellt.*

Seit 1962 existieren auch Lösungen für den UHF-Kanalwähler mit Transistorbestückung. Sie erlauben eine außerordentliche Steigerung der (durch das Eigenrauschen der ersten Stufen begrenzten) Grenzempfindlichkeit des UHF-Fernsehempfängers. Wird für einen guten, röhren-

* Die Angaben gelten in beiden Fällen für UHF-Verstärkerstufen in Gitterbasisschaltung, wie sie als Eingangsstufe im Kanalwähler verwendet wird.

	E/PC 86	E/PC 88
Anodenspannung	175 V	160 V
Gittervorspannung	−1,5 V	−1,25 V
Anodenstrom	12 mA	12,5 mA
Steilheit	14 mA/V	13,5 mA/V
Durchgriff	1,4%	1,55%
Innenwiderstand	5 kΩ	4,8 kΩ
Eingangskapazität*	4,3 pF	3,8 pF
Ausgangskapazität*	3 pF	1,8 pF
Anoden-Katodenkapazität*	0,25 pF	0,055 pF
Katodenwiderstand	125 Ω	100 Ω

* Die Kapazitätsangaben gelten für die Röhre mit äußerer Abschirmung.

bestückten Kanalwähler mit PC 88 in der UHF-Vorstufe eine Rauschzahl von 15 bis 20 kT_0 angegeben, so erreicht man mit dem transistorisierten UHF-Kanalwähler gemäß Bild 2 eine Rauschzahl von 4 bis 7 kT_0.

Bild 3 gibt den Stromlaufplan des transistorisierten Verstärkers wieder. Der Minuspol der Speisespannung liegt an Masse, um die Stromversorgung des Kanalwählers aus der Anodenspannung bei röhrenbestückten Fernsehgeräten zu gestatten. Die Abstimmung der Leitungskreise erfolgt in diesem Fall mit Kurzschlußschiebern im Gegensatz zum Kanalwähler nach der Schaltung Bild 1. Im übrigen ist die große Ähnlichkeit der Schaltungen von röhren- und transistorbestückten Kanalwählern unverkennbar. Auch in der Schaltung Bild 3 gelangt die Eingangsspannung zum Emitter des Vorstufentransistors (die dabei verwendete Basisschaltung ist der Gitterbasisschaltung der Elektronenröhre ähnlich). Im Kollektorkreis des Transistors liegt die Primärseite des Band-

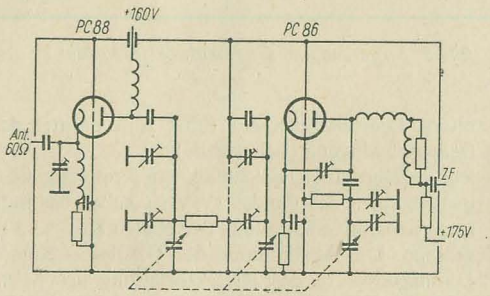


Bild 1
Vereinfachte Schaltung eines UHF-Kanalwählers mit PC 88 in der Vorstufe

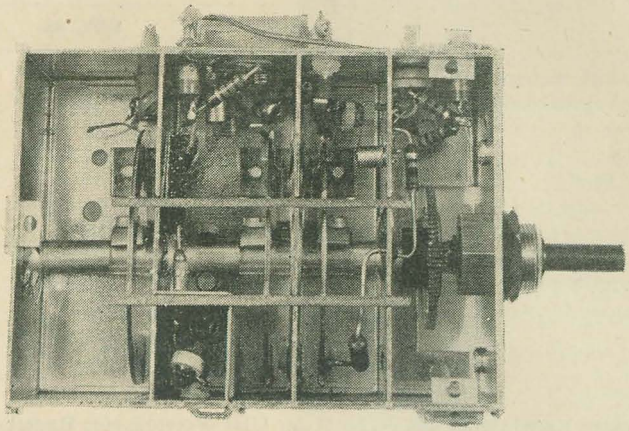


Bild 2 Ansicht eines volltransistorisierten Kanalwählers (Foto: Grundig)

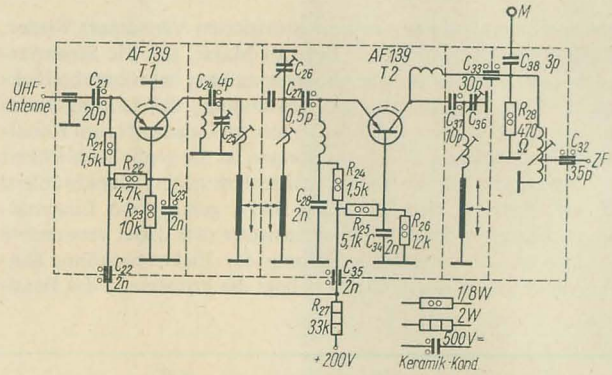


Bild 3 Stromlaufplan des Kanalwählers in Bild 2

filters. Die Sekundärseite führt zum Emitter des zweiten Transistors (selbstschwingende Mischstufe).

Zur einigermaßen gleichmäßigen Kopplung über den gesamten Frequenzbereich des Bandes IV/V ist neben der induktiven noch eine geringe kapazitive Kopplung der beiden Kreise an den heißen Enden vorgesehen. Die Abstimmung der Oszillatorfrequenz erfolgt durch einen Leitungskreis in der Kollektorleitung der Mischstufe. Zur Gewähr-

leistung des korrekten Arbeitspunktes der Transistoren liegen Widerstände zwischen Plus- und Minuspol der Speisespannung für die Basisvorspannung bzw. ein Widerstand in der Gleichstrom-Emitterleitung.
Aus der Fotografie des Kanalwählers (Bild 2) ist deutlich ersichtlich, wie stark sich die Konstruktion von röhrenbestückten Kanalwählern auch bei der Transistorisierung auswirkt. Dies gilt nicht nur für den gezeigten Kanalwähler, sondern generell. Extrem ausgedrückt: Bisher begnügte man sich im wesentlichen damit, die Röhre durch einen entsprechenden Transistor zu ersetzen, ohne viel am mechanischen Aufbau zu ändern. Die Verwendung der raumsparenden Transistoren mit ihren gegenüber Elektronenröhren wesentlich geringeren Kapazitäten bzw. Zuleitungsinduktivitäten erlaubt es, mehr als bisher bei der Konstruktion auf UHF-technische Gesichtspunkte einzugehen. Hinzu kommen noch der Fortfall der bei einer Elektronenröhre erforderlichen Heizung, das Fehlen des Sockels beim Transistor sowie andere Faktoren. Außer einer weiteren Verringerung der Abmessungen und der Masse des Kanalwählers würde eine solche zweckentsprechendere Konstruktion sich auch auswirken in einer weiteren Verbesserung der Grenzempfindlichkeit und der Leistungsverstärkung.

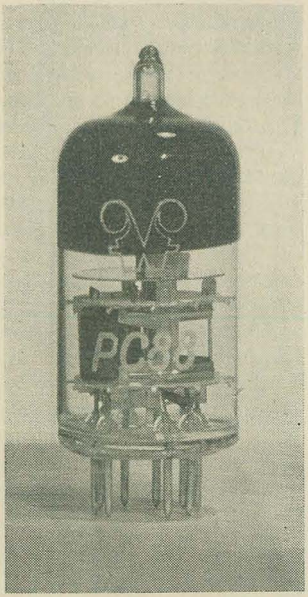


Bild 4

Könnte die Transistorisierung auch eine Steigerung der Grenzempfindlichkeit röhrenbestückter Fernsehempfänger bewirken?
Es leuchtet ein, daß dies nur mit Hilfe eines sehr rauscharmen Antennenverstärkers geschehen kann. Dieser verstärkt die von der Antenne gelieferte Energie und gleicht Verluste in der Antennen-Energieleitung aus. Hierzu erweist sich die Anordnung des Antennenverstärkers unmittelbar bei der Antenne – nicht am Fernsehgerät – am günstigsten.
Durch einen einstufigen transistorisierten Antennenverstärker mit dem Transistor AF 139 erreicht man je nach Kanal eine Rauschzahl von 4 bis 8 kT_0 und eine Verstärkung von 9 bis 12 dB bei einer Bandbreite von 20 bis 55 MHz. Die Speisung des Verstärkers erfolgt mit 12 V und etwa 3 mA. Sie kann über das Antennenkabel erfolgen. Solche transistorisierten Antennenverstärker erlauben eine sehr wirtschaftliche Lösung für den UHF-Fernsehempfänger: Der eigentliche Empfänger enthält einen röhrenbestückten Kanalwähler.
In Gebieten mit geringer Feldstärke ist eine sehr hohe Grenzempfindlichkeit erforderlich. Hier wird den UHF-Fernsehantennen lediglich ein kleiner transistorisierter Antennenverstärker nachgeschaltet. Diese Lösung ist besonders günstig in Ländern, die noch keine sehr leistungsfähige Halbleiterindustrie besitzen. Außerdem erlaubt sie die Fertigung von relativ preisgünstigen Fernsehempfängern in großen Mengen. Übrigens sind UHF-Transistoren und mit ihnen bestückte Antennenverstärker und Kanalwähler auch in den Ländern mit hochentwickelter Halbleiterindustrie vorläufig nicht billig wegen der großen Ausfallrate bei der Fertigung und der kostspieligen Technologie.
Wir stehen noch am Anfang der Transistorentwicklung. Das stürmische Vordringen dieses Halbleiterbauelementes nach immer höheren Frequenzen spricht dafür, daß die nächsten Jahre dem Techniker noch manche Überraschung bringen werden, auch beim Fernsehempfänger.
Vom Kanalwähler und Antennenverstärker nun zur Antenne. Bevor das Signal zum Kanalwähler gelangt, dort verstärkt und auf die Zwischenfrequenz umgesetzt wird, muß es zuvor von einer Antenne aufgenommen werden. Während der letzten 12 Monate gab es bei der Entwicklung der UHF-Empfangsantennen keine technischen oder physikalischen Sensationen, wie auch nicht zu erwarten war. Doch in zunehmendem Maß tauchen in den Fertigungsprogrammen der einschlägigen Werke konstruktiv und fertigungstechnisch durchdachte Ausführungen längst bekannter interessanter Antennenformen auf. Sie sind für den Fernsehempfang im UHF-Bereich bestimmt und haben den Zweck, Signale mit möglichst hohem Leistungsgewinn aus der Senderrichtung (Vorzugsrichtung) aufzunehmen (siehe auch Beitrag *Rothammel*, UKW- und Fernsehantennen).
Bild 4 zeigt als Beispiel einer solchen Antenne mit hohem Gewinn eine Eckenreflektor-Antenne (corner-reflector-antenna) mit kapazitiv ver-

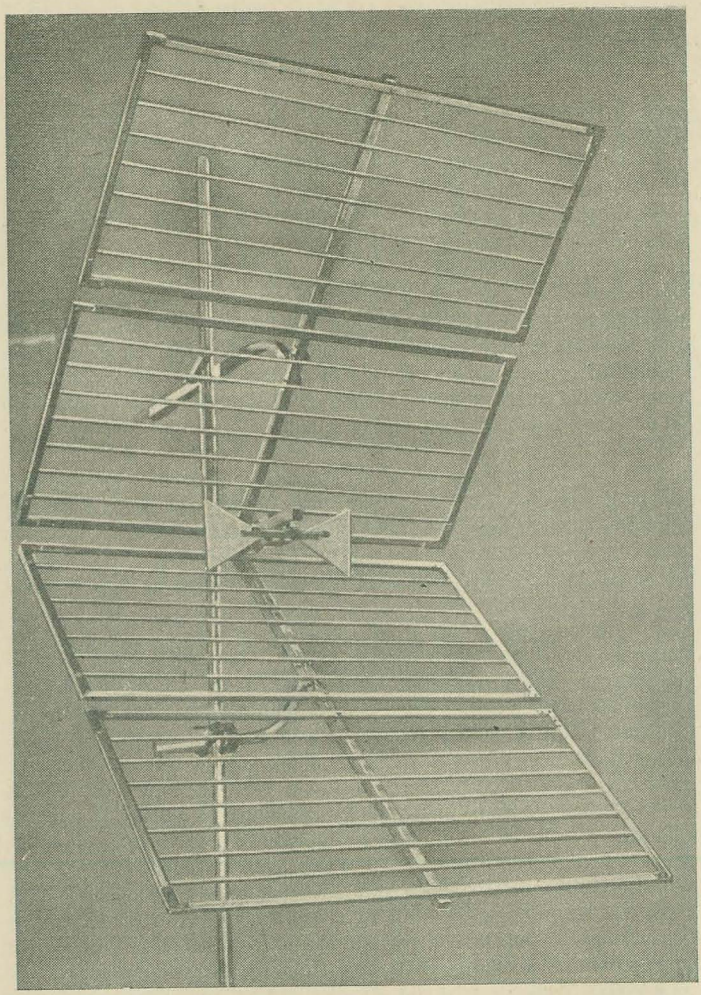


Bild 5 Ecken-Reflektor-Antenne für 470 bis 790 MHz vom VEB Antennenwerk Bad Blankenburg

kürztem Ganzwellen-Spreizdipol vom VEB Antennenwerke Bad Blankenburg, wie er vom Herstellerbetrieb erstmalig auf der Leipziger Herbstmesse 1963 gezeigt wurde. Die Antenne ist für den Empfang im Fernsehbereich IV/V (470 bis 790 MHz) bestimmt; ihr Gewinn beträgt etwa 12 bis 15 dB (!). Der Öffnungswinkel hängt vom Spreizwinkel des Reflektors ab und kann verändert werden. Besonders zu erwähnen ist die beachtliche Rückdämpfung von 20 bis 35 dB, die u.a. von der großen Reflektorfläche (2 m^2) bestimmt wird. Diese Eigenschaft der Antenne bietet einen gewissen Schutz gegen „Geisterbilder", wie sie durch Reflexionen an Gasometern, Gebäuden, Hügeln usw. im UHF-Bereich besonders häufig auftreten.

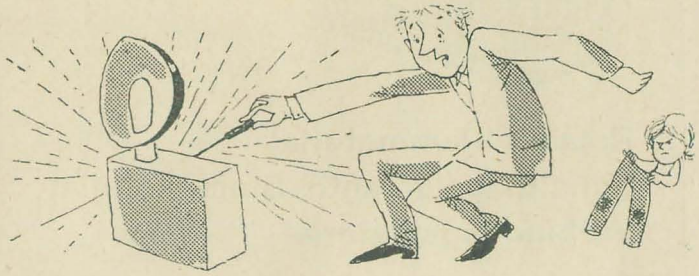
Die Eckenreflektor-Antenne erfordert großen Aufwand, der manchen zukünftigen UHF-Fernsehteilnehmer besorgt machen könnte. Doch sind derartige scharfbündelnde Antennen wirklich nur bei schwierigen Empfangslagen notwendig. Ist die Feldstärke ausreichend und kommen keinerlei starke Reflexionen vor, dann genügt oft schon eine ganz primitive Antenne, um den UHF-Fernsehempfang zu sichern.

Als letztes Teilgebiet der UHF-Fernsehtechnik seien kurz die Sender gestreift. Im Weltmaßstab hat sich beim UHF-Fernsehsender das Leistungsklystron durchgesetzt, das es seit etwa zwei Jahren auch in luftgekühlter Ausführung gibt. Damit entfiel eines der stärksten Argumente gegen das Klystron: der oft unbequeme Transport des Kühlwassers. Es wurden Klystrontypen geschaffen, die den gesamten Frequenzbereich von 470 bis 790 MHz überstreichen, während bisher 2 Typen zum Erfassen dieses gesamten Bereiches erforderlich waren. Es gibt Klystrontypen, die eine Ausgangsleistung bis zu 25 kW im Fernsehband IV/V erzeugen.

Schließlich hat sich beim UHF-Fernsehsender die sogenannte Zwischenfrequenz-Modulation durchgesetzt. Bei diesem Verfahren wird die Video-Modulation nicht direkt dem Träger aufmoduliert, sondern über eine Trägerfrequenz von 38,9 MHz, wie sie u.a. von Ballempfängern als ZF verwendet wird. Das nicht benötigte Seitenband ist auf der „Zwischenfrequenz" bereits entsprechend der Fernsehnorm für Sender teilunterdrückt. Hauptvorteile dieses „Umweges" sind: Das aufwendige Einseitenbandfilter beim Sender mit Zwischenfrequenzmodulation sitzt nicht vor der Antenne, sondern an einer Stelle des Senders mit wesentlich geringerer Leistung (hinter der modulierten Stufe); es muß nicht durchstimmbar, sondern nur für eine Trägerfrequenz ausgelegt sein (für 38,9 MHz). Außerdem ist die erforderliche relative Trennschärfe des Filters geringer, bedingt durch seine niedrigere Betriebsfrequenz.

Abgeschlossen werden soll dieser kurze Streifzug durch das Gebiet der UHF-Fernsehsendertechnik mit der optimistischen Prognose eines der größten Senderspezialisten. Dieser sagte vor einiger Zeit: „Gelingt es (was technisch heute bereits möglich ist), die Leistungsverstärkung des

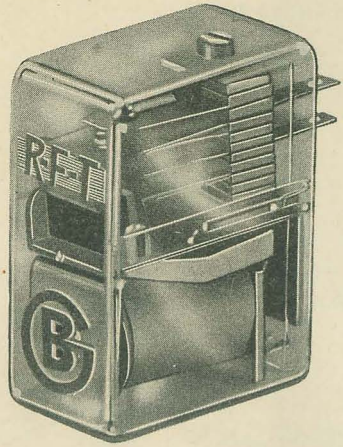
Klystrons um 1 bis 2 Größenordnungen zu steigern, so wird das Klystron in einiger Zeit die einzige Elektronenröhre in UHF-Fernsehsendern sein, alles übrige wird von Transistoren besorgt." Wenn diese Perspektive auch zur Zeit noch die Halbleitertechnik überfordert, so bedeutet sie doch für den Sendertechniker ein reales Ziel.



Tip für fotografierende Elektroniker

Ein Zimmer-Feuerwerk unter Verlust Ihrer Schraubenzieherklinge und – wenn Sie Glück haben – „nur" Ihres guten Anzuges (Brandlöcher sind unmodern!) erreichen Sie relativ einfach, indem Sie sich bei Ihrem Elektronenblitzgerät darauf verlassen, daß der Blitzkondensator nach Abschalten des Zerhackers und Abblitzen der Lampe tatsächlich entladen ist. Er ist es nämlich nicht... Nach Abblitzen bleiben am Kondensator noch etwa 70 bis 100 V stehen, was heimtückischerweise oft unbemerkt bleibt und zu Obigem führen kann. Daher Grundregel für nicht gerade Lebensmüde: Vergessen Sie grundsätzlich vor jedem Eingriff in das Gerät nicht, den Blitzkondensator zusätzlich wenigstens 10 Minuten lang (!) über einen Widerstand von einigen Kiloohm und wenigstens 6 bis 10 W zu entladen. Seit ich meinen zweiten Anzug trage, lasse ich den Widerstand sogar bis zum Schluß der Arbeiten dran...!

UNSER FERTIGUNGSPROGRAMM



Wir fertigen

Bauelemente

für die drahtgebundene **Nachrichtentechnik** sowie für die **Meß- und Regelungstechnik**

Insbesondere liefern wir

Relais • Klemmaterial
Schaltbauelemente • Steckmaterial
Verbindungsmaterial

Unsere Bauelemente wurden bereits in einer Vielzahl von hochwertigen Nachrichtengeräten eingesetzt und haben sich im In- und Ausland bestens bewährt.

VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik
Großbreitenbach/Thür. · Gehrener Straße 3
Fernruf: Großbreitenbach 251
Fernschreiber: 0598420
Exporteur: Heim-Electric Deutsche Export- und Import-Ges. · Berlin C2 - Liebknechtstraße 14 · Fernruf: Berlin 510481 · Fernschreiber: 011257

Aus „Atomare Funktechnik"
von P. T. Astaschenkow

Lichtwellengeneratoren und „Todesstrahlen"

Die Entwicklung und der Einsatz von Lichtwellengeneratoren eröffnet für die Nachrichtentechnik, die Funkmeßtechnik und die Navigation große Perspektiven. In der Fachpresse stößt man gelegentlich auf folgendes: Ein Nachrichtenkanal im Lichtwellenbereich kann im Prinzip bis zu 1000 Fernsehprogramme aufnehmen. Wissenschaftler haben außerdem errechnet, daß man mit Lichtwellengeneratoren Entfernungen überbrücken kann, die das Licht in einem Zeitraum von einigen Jahren zurücklegt. Das bedeutet, es werden Nachrichtenverbindungen von der Erde zu den nächstgelegenen Sternen unseres Planeten möglich.

Entwicklungsperspektiven der Lichtwellengeneratoren

Einfarbige (spektralreine) Lichtstrahlen lassen sich so scharf bündeln, daß man nadelförmige Strahlenbüschel erhält. Die Temperatur dieser Lichtstrahlen beträgt 10^{10} °C und ist damit um etwa 1 Million Grad höher als die Temperatur auf der Sonnenoberfläche. Versuche mit einfarbigen Lichtstrahlen zeigten, daß in 70 km Entfernung noch ein Strahl mit etwa 60 m Durchmesser zu beobachten ist und man ihn überdies am Tage mit dem bloßen Auge klar erkennen kann.
Die scharfe Bündelung der Lichtstrahlen spricht bereits dafür, welch große Möglichkeiten sich allein für die funktechnische Ortung von Himmelskörpern ergeben. Die Beobachtung des Mondes mit Hilfe von Lichtwellengeneratoren würde uns gestatten, solche Details auf der Oberfläche des natürlichen Trabanten der Erde auszumachen, die allen anderen Beobachtungsgeräten verschlossen bleiben.
Die Entwicklungsperspektiven von Quantengeräten im Lichtwellenbereich sehen nach Meinung ausländischer Spezialisten vor, daß Funkmeß- und Nachrichtensysteme mit Quantengeräten in den nächsten Jahren in den Dienst gestellt werden. Derzeitig gibt es bereits mehr als zwanzig reale Wege, solche Systeme zu realisieren. Als wahrscheinlich rechnet man mit dem Einsatz von Quantengeräten für die Kosmos-

navigation, für Entfernungsmessungen zwischen Raumschiffen und für die Bestimmung ihrer Geschwindigkeit. Optische Anlagen (Lichtwellengeräte) zeichnen sich durch eine weitaus größere Genauigkeit als sonstige Funksysteme aus. In der ausländischen Fachpresse gibt es deshalb Prognosen, die besagen, daß lichtoptische Geräte die funktechnischen Geräte in der Zukunft verdrängen werden.

Berechnungen zufolge kann ein lichtoptisches Ortungsgerät mit einem Reflektor von 60 cm Durchmesser bei einer mittleren Leistung von 66 W den Standort eines Raumschiffes mit einem Durchmesser von 6 m in einer Entfernung von 160000 km bis auf 1,6 km genau bestimmen. Charakteristisch ist außerdem, daß das lichtoptische Ortungsgerät dank der scharfen Bündelung die genaue Höhe des Raumschiffes auch mißt, wenn sich das Raumschiff über Gebirgen befindet. Die gewöhnliche Funkmeßanlage bestimmt nur die mittlere Entfernung über einer großen Fläche.

Im Ausland gibt es bereits Berichte über Versuche mit Ortungsgeräten und Entfernungsmessern, die im Lichtwellenbereich arbeiten. Bild 1 veranschaulicht den prinzipiellen Aufbau eines solchen Ortungsgerätes. Es besteht aus dem Sender, der den Lichtwellengenerator, die Stromquellen und das Kollimatorsystem zur Bündelung der Strahlen umfaßt. Den Lichtwellengenerator bildet ein Rubinstab von 37 mm Länge und 10 mm Durchmesser. Ihn umgibt eine Blitzlichtquelle. Der ganze Generator wird in einem Resonator mit parallelen Platten untergebracht; eine davon ist lichtdurchlässig. Die Strahlen, die die lichtdurchlässige Platte passieren, gelangen in den Kollimator und werden hier scharf gebündelt. Das von einem Impulsgenerator gesteuerte Lichtventil soll die hintere Flanke des Lichtimpulses scharf beschneiden. Der Lichtimpuls ist danach rechteckig. Außerdem befindet sich auf dem Strahlenweg ein dünnes Gitter, das einen Teil der Sendeenergie reflektiert. Man erhält dadurch Synchron- und Festimpulse. Die Synchronimpulse steuern die Blitzlichtröhre, die Festimpulse dienen als Hilfsmittel für die Entfernungsmessung. Sie werden auf dem Sichtgerät neben den reflektierten Impulsen geschrieben.

Die Lichtenergie, die ein Ziel reflektiert, fängt ein Teleskopspiegel auf und leitet sie auf einen kleineren Spiegel. Durch eine Öffnung gelangen die reflektierten Signale auf die Teleskopspiegelrückwand, dann auf einen dritten Spiegel und anschließend in die funkelektronische Schaltung des Ortungsgerätes. Ein schmalbandiges Filter beschneidet den Rauschpegel des reflektierten Signales. Der Fotovervielfacher wandelt das Lichtsignal in ein elektrisches Signal um, so daß es anschließend von einem Zweistrahloszillografen für die Entfernungsmessung angezeigt wird. Den einen Elektronenstrahl lenkt das reflektierte Signal, den zweiten der Festimpuls ab.

Die Reichweite dieses Ortungsgerätes beträgt unter atmosphärischen Be-

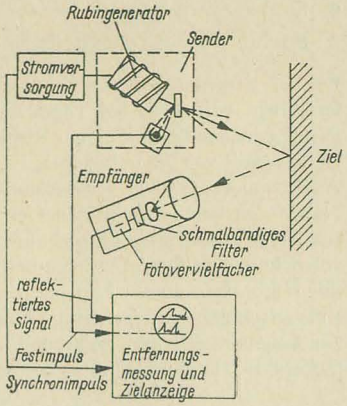


Bild 1

dingungen 10 km, im Kosmos einige hundert Kilometer. Auf Grund der scharfen Bündelung unterscheidet das Gerät in 10 km Entfernung noch 3 m lange Objekte. Das Auflösungsvermögen einer optischen Ortungsanlage ist somit hundertfach größer als das einer gewöhnlichen Funkmeßanlage.

Die gezeigte optische Ortungsanlage arbeitet im Impulsbetrieb und mit einer Wellenlänge von $\lambda = 6943$ Å. Die Impulsdauer beträgt 3 μs. Die Impulsfolgefrequenz wurde mit Rücksicht auf eine zu starke Erwärmung des Rubinkristalles mit einem Impuls je Sekunde gewählt.

Ausländische Spezialisten verbinden den Einsatz von Quantengeräten im optischen Wellenbereich für Ortungsaufgaben mit der Entwicklung von Modulatoren für diese Anlagen. Als Modulator sieht man zum Beispiel einen $NH_4H_2PO_4$-Kristall vor. Dieser Kristall wird im Durchgangsresonator untergebracht und ist von 2 Prismen umgeben. Auf den Lichtstrahl wirkt ein ultrahochfrequentes elektrisches Feld. Die Polarisationsebene des Lichtes, das durch den Kristall fließt, wird entsprechend dem Augenblickswert der Feldintensität gedreht. Auf diese Weise ändert sich die Intensität des Lichtstrahles, der durch das zweite Polarisationsprisma fließt. Auf diese Weise erfolgt die Modulation. Die Modulationsfrequenz erreicht dabei einen Wert von 850 MHz, die Modulationstiefe 30%. Die erforderliche Leistung liegt bei 8 W.

Außer optischen Ortungsgeräten hat man in den USA Entfernungsmesser mit Quantengeneratoren auf Rubinbasis entwickelt. Die Kenndaten eines Entfernungsmeßgerätes sind:

- Wellenlänge 6943 Å;
- Ausgangsimpulsleistung 0,3 bis 2 kW;

- Strahlbreite des Generators 0,7°;
- Strahlbreite nach dem optischen Sammelsystem 1,4′.

Bei der Erprobung dieses Gerätes gegen Erdziele erreichte man Entfernungen von 3 km bei Tageslicht und 11,2 km in der Nacht. Entfernungsmeßgeräte mit einem Rubingenerator zeichnen sich durch eine Genauigkeit von 7,5 m bei einer Entfernung von 45 km aus. Die äußere Ansicht dieses Gerätes veranschaulicht Bild 2.

Neben den bereits genannten Geräten wird auch eine Versuchsanlage für Nachrichtenverbindungen auf der Erde mit einem Rubingenerator entwickelt. Die Strahlfrequenz beträgt 200 MHz. Der Lichtstrahl wird mit Hilfe eines sauren Phosphoroxyd-Natriumsalzkristalles moduliert. Eine teleskopartige Einrichtung fängt die ausgestrahlte Energie auf. Die Sendesignale gelangen gebündelt auf die Katode eines Fotovervielfachers. Die Fachpresse weist besonders auf die hohe Durchlaßfähigkeit

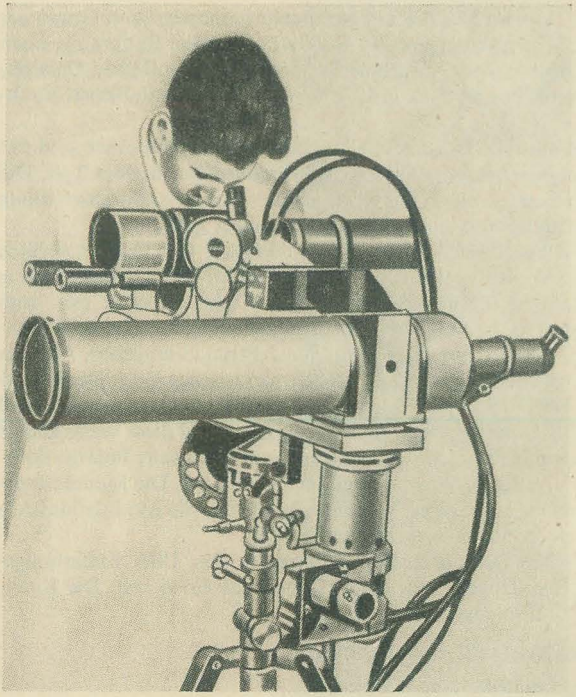


Bild 2

von Lichtwellennachrichtensystemen hin. Derartige Systeme gestatten, 10^4mal mehr Informationen je Zeiteinheit zu übertragen, als gleiche Systeme die Funkwellen ausnutzen.

Ansichten aus der ausländischen Fachpresse

Über die Möglichkeiten von Quantengeneratoren werden in der ausländischen Fachpresse verschiedene und teilweise sich widersprechende Meinungen wiedergegeben. Verschiedene Autoren überschätzen die Möglichkeiten von Quantengeräten, so daß man diese Meldungen kritisch einschätzen muß. Besonders eifrig wägt man in der letzten Zeit im Ausland die militärische Anwendung von Quantengeräten ab. So erklärte zum Beispiel ein Mitarbeiter der Michigan-Universität (USA), daß der reale Einsatz der Geräte durch ihre phantastische Energiedichte bedingt ist und nicht auf die Kohärenzeigenschaften oder die Möglichkeiten für Nachrichtenverbindungen zurückzuführen ist. Zum Beweis dafür wurde als Beispiel angeführt, daß man mit Hilfe eines Quantengeneratorlichtstrahles mit einer Energiedichte von 10^8 W/cm^2 gehärtete Stahlbleche verbrennen kann (bei einem Versuch verbrannte man auf diese Weise 10 Stahlbleche). Wie die Zeitung „New York Journal American" schreibt, kann man sogar mit leistungsschwachen Quantengeneratoren noch Lichtstrahlen erzeugen, die ausreichen, um Löcher in Stahlbleche zu brennen.

Während eines Versuches, so wird berichtet, erhitzte der Strahl eines Infrarotgenerators in 0,5 μs den Teil eines Kohlestückchens, auf den er gerichtet war, bis zu 8000 °C. Diese Strahlen sind besonders gefährlich für die Augen, da nicht nur der direkte, sondern auch der reflektierte Strahl sie schädigt.

Wofür Lichtwellengeneratoren in den USA vorrangig eingesetzt werden sollen, geht aus einer Mitteilung der Nachrichtenagentur „Associated Press" hervor; dort heißt es: „Amerikanische Wissenschaftler entwickeln Waffen, die eigentlich ‚Todesstrahlen' erzeugen. In ihnen dient Atomenergie zur Entwicklung von Strahlen mit Temperaturen von 1000 °C bis zu einer Million Grad. Das Wesentliche dieser Waffen besteht in der Strahlbündelung und Richtung auf das Ziel. Die Waffen werden sehr vielseitig zu gebrauchen sein, so daß die amerikanischen Militärs planen, sie für Kampfhandlungen im Kosmos einzusetzen. Die Abmessungen der ‚Licht-Waffen' kommen etwa denen großer militärischer Scheinwerfer gleich. Die Reichweite der neuen Waffen soll im Kosmos 90 bis 360 km, auf der Erde weniger als 2 km betragen. Das Gewicht macht etwa 13,6 t aus. Man nimmt an, daß die Erprobung dieser Waffe 1963 begonnen hat."

Einsatz zur Raketenabwehr

Auch andere Presseorgane unterstreichen diese Meldung. Schon 1961 teilte die Zeitschrift „Electronics" zum Beispiel mit, daß militärische Kreise der USA die Einsatzmöglichkeiten scharfgebündelter Infrarotstrahlen von Quantengeneratoren für die Abwehr interkontinentaler Raketen untersuchen.

Für die Raketenabwehr, so meint man, muß ein superleistungsfähiger Quantengenerator im optischen Wellenbereich entwickelt werden. Bis jetzt teilte die Fachpresse mit, daß in den USA ein solcher Generator gebaut wurde, der in einigen Mikrosekunden eine Strahlleistung von 1 MW entwickelt. Spezialisten vertreten die Ansicht, daß für die Schaffung von Radiationswaffen unvergleichlich hohe Strahlleistungen erreicht werden müssen.

In amerikanischen Militärzeitschriften wird ein Schema für die Raketenabwehr mit Quantengeneratoren, die im optischen Wellenbereich arbeiten, angeführt (Bild 3). Zu diesem System gehören ein Leitstand, eine Übersichtsfunkmeßanlage, ein Freund-Feind-Kennungssystem, die optische Ortungsanlage, ein leistungsstarker Quantengenerator und die Stromquellen. Der Leitstand des Raketenabwehrsystems verfügt über eine Elektronenrechenmaschine, über ein Steuerpult sowie über Nachrichtengeräte für die Verbindung mit der Übersichtsfunkmeßanlage, die die Zielkoordinaten ermittelt. Nach diesen Angaben wird die Feinsichtfunkmeßanlage mit dem Quantengenerator auf das Ziel gerichtet und die genaue Entfernung gemessen. Den Strahl, der die Rakete vernichten soll, erzeugt ein leistungsstarker Quantengenerator. Der Generator ist auf einem speziellen Gerüst untergebracht, zusammen mit anderen Geräten für die automatische Zielbegleitung und Strahlbündelung auf ver-

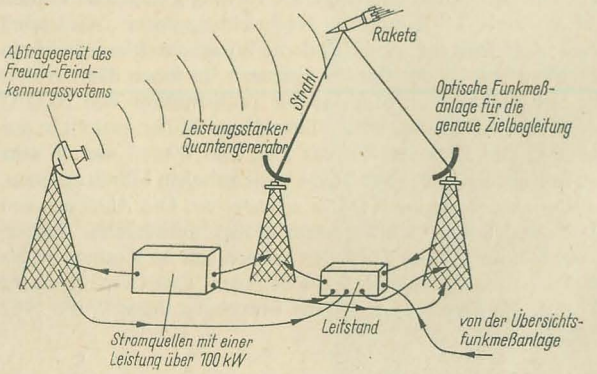


Bild 3

wundbare Stellen des anfliegenden Zieles. Der Strahl muß solange auf das Ziel einwirken, bis es vernichtet ist.

Im Ausland wird sehr intensiv auf diesem Gebiet gearbeitet; dies beweist allein die Tatsache, daß eine amerikanische Firma im Auftrag der US-Luftstreitkräfte einen Quantengenerator entwickelt, dessen Strahl eine Äquivalenttemperatur von etwa 1 Million °C aufweist. Spezialisten vertreten die Ansicht, daß mit dieser Anlage Geschosse in Entfernungen von 64 bis 320 km vernichtet werden können. Es ist vorgesehen, den Generator in einem Raumschiff zu installieren, das mit Atomenergie angetrieben wird und sicheren Schutz für den Kosmonauten bietet. Es werden auch einige Daten des entwickelten Generators veröffentlicht. Der Generator arbeitet mit Wasserstoff, der aus dem Para-Zustand in den Ortho-Zustand übergeht.*

Aus der Chemie ist bekannt, daß zwei parallele Kernspins eines Wasserstoffmoleküls, die in entgegengesetzten Richtungen wirken, eine einheitliche Richtung erhalten. Der Generator ist für den Betrieb bei äußerst niedrigen Temperaturen berechnet. Das äußere optische System muß den Strahl mit einem Durchmesser von 85 μ auf einen Durchmesser von 1 cm bündeln. Die Generatorimpulsleistung kann einige Millionen Watt erreichen. Man rechnet damit, den Generator 1970 einsetzen zu können.

Bereits im Verlauf eines halben Jahres wurden Quantengeneratoren entwickelt, die sich durch äquivalente Strahltemperaturen von 500°C auszeichnen. Man hatte die Absicht, diese Geräte 1963 zu bauen und zu erproben. Derzeitig arbeitet man in den USA auch noch an einer anderen Version, um den Plasmastrahl für die Raketenabwehr auszunutzen.

Den Einsatz von leistungsstarken Lichtwellengeneratoren gegen Raketen stören Wolken, die sich in der Ausbreitungsrichtung des Strahles befinden. Spezialisten sind der Meinung, daß man diese Behinderung des Lichtstrahles durch Zerstreuen der Wolken mit Hilfe von Raketen in dem jeweiligen Gebiet erreichen kann. Eine andere Methode besteht darin, die Wolkendecke mit gerichteten Lichtimpulsen zu durchstoßen.

Über die Anstrengungen, die in den USA bei den Entwicklungsarbeiten von Quantengeneratoren gemacht werden, kann man urteilen, wenn man die folgenden Zahlen etwas näher betrachtet: Wissenschaftler verfolgen derzeitig etwa 20 Wege, um bereits vorhandene Lichtwellengeneratoren zu vervollkommnen. Mit diesen Arbeiten sind 400 Vereinigungen und Firmen beschäftigt. Die herrschenden Kreise in den USA wollen Licht-

* Wasserstoffmoleküle zeichnen sich bekanntlich durch zwei Zustände aus: den Ortho- und den Para-Zustand. Physikalisch unterscheiden sich die Moleküle in beiden Zuständen durch ihre Eigenschaften, jedoch ist ihre Zusammensetzung in beiden Fällen gleich. Die unterschiedlichen Eigenschaften erklären sich daraus, daß 2 Protonen, die zu einem Ortho-Wasserstoffmolekül gehören, sich um ihre eigene Achse in einer Richtung und bei einem Para-Wasserstoffmolekül in entgegengesetzter Richtung bewegen.

strahlen gegen künstliche Erdsatelliten einsetzen. Sie stützen sich dabei auf die Ansicht, daß die Strahlen die Satelliten von ihrer Bahn abbringen und die elektronische Ausrüstung über die kritische Temperatur erhitzen können. Außerdem erwägt man, mit leistungsstarken Lichtimpulsen die Fernlenkung künstlicher Erdtrabanten zu unterbrechen.
Ausländische Spezialisten prüfen auch die Möglichkeit der Schaffung von Flakgeschützen mit Lichtstrahlen. Leistungsstarke Lichtstrahlen vermögen die Fluggeschwindigkeit von Flugzeugen herabzusetzen, ihren Kurs zu ändern oder die Treibstofftanks zu entzünden. Man nimmt an, daß die neuen Waffen besonders wirkungsvoll gegen tiefffliegende Flugzeuge eingesetzt werden können.

Spezielle Anwendungen der Lichtwellengeneratoren

Die überseeischen „Spionageliebhaber" reizt besonders der Umstand, daß die von ihnen aufgelassenen und mit Lichtwellengeneratoren ausgestatteten Satelliten bestimmte Objekte auf der Erde beleuchten können und man sehr genaue Bilder, sogar während der Nacht, aufnehmen kann. In den USA hält man den Einsatz von infraroten Strahlen für die Aufklärung von Satelliten aus am zweckmäßigsten. Die Strahlen können dabei so gewählt werden, daß die Bevölkerung von dem ganzen Vorgang nichts merkt. Es gibt außerdem Projekte, um Satelliten mit Strahlungsquellen für radioaktive Strahlen auszurüsten. Mit diesen Satelliten, so schreibt die ausländische Fachpresse, können ganze Erdteile „terrorisiert" werden. Bereits jetzt führt man in den USA Experimente durch, bei denen die Wirkung von Röntgenstrahlen und Gammastrahlen auf Menschen und andere Objekte bei konzentrierter Bestrahlung aus einigen hundert Meilen Höhe untersucht wird.
Zur Steuerung von Quantengeneratoren, die in Satelliten und Antiraketen installiert sind, dienen Funkmeßanlagen. Um die Strahldämpfung in den unteren Schichten der Atmosphäre niedrig zu halten, geht man dazu über, Quantengeneratoren im Infrarotwellenbereich auf hohen Bergen zu stationieren. Wie wirkt der Infrarotstrahl auf ein Ziel? Er verursacht zunächst eine örtliche Beschädigung. Ein Geschoß zum Beispiel beginnt sehr stark zu vibrieren, so daß es dadurch zerstört wird.
Anderen Meldungen zufolge haben Quantengeneratoren im Lichtwellenbereich auch für die Leitstrahllenkung von Raketen große Perspektiven. Derzeitig bestimmen Funkmeßanlagen die Flugbahn der Rakete bis zum Ziel. Diese Funkmeßanlagen sollen durch solche mit Quantengeneratoren ersetzt werden. Es wird immer wieder unterstrichen, daß die lichtoptischen Anlagen eine hohe Treffgenauigkeit der Raketen gewährleisten und darüber hinaus schwer zu stören sind.
Das schwierigste Problem der modernen Funktechnik ist die Sicher-

stellung von Nachrichtenverbindungen unter Wasser. Die bisher erforschten Wellenbereiche haben nicht dazu beigetragen, das ganze Problem der Unterwassernachrichtenverbindung einfacher zu gestalten. Funkwellen breiten sich faktisch überhaupt nicht im Wasser aus. Lichtwellen dagegen gestatten, die Frage der Unterwassernachrichtenverbindung generell zu lösen, da sie eine hohe Eindringtiefe in Wasser aufweisen. Das bedeutet, daß man eine Unterwassernachrichtenverbindung mit Lichtwellen herstellen kann. In der ausländischen Fachpresse gibt es Veröffentlichungen über die Entwicklung einer optischen Anlage zum Orten von Unterwasserzielen, die nach dem Prinzip des „wandernden" Strahles arbeitet und in der Quantengeräte ausgenutzt werden. Den Hauptteil der Anlage bildet ein Quantengenerator im Lichtwellenbereich. Der scharfgebündelte Strahl wandert hin und her, das heißt, er tastet kleine Abschnitte des Zieles nacheinander ab. Auf diese Weise kann man die störende Wirkung der Lichtstreuung beim gleichzeitigen Beleuchten großer Wassermassen herabsetzen.

Es wird angenommen, daß diese optische Anlage mit dem „wandernden" Strahl Unterwasserobjekte bedeutend besser unterscheidet als zum Beispiel eine Unterwasserfernsehkamera. Wenn man mit einer Unterwasserfernsehkamera Ziele in Entfernungen von 140 m noch sehen kann, so erreicht man mit Quantengeräten unter Wasser Reichweiten von einigen Kilometern.

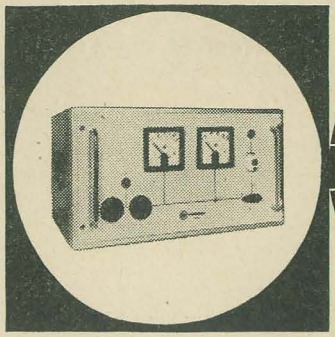
Ein wichtiges Anwendungsgebiet der Quantengeräte ist ihr Einsatz in superschnellen „optischen" Rechenmaschinen. Um zu illustrieren, wie Quantengeräte in diesem Fall ausgenutzt werden können, beziehen wir uns auf die „optischen" Speicher. Die Energieebenen der Atome – die obere und die untere – kann man wie zwei verschiedene Speicherzustände – JA und NEIN – betrachten. Zwingt man jetzt mit Hilfe einer Lichtquelle die Teilchen dazu, aus einem Zustand in den anderen überzugehen, so ergibt sich die Möglichkeit, Informationen zu speichern und wieder zu entnehmen.

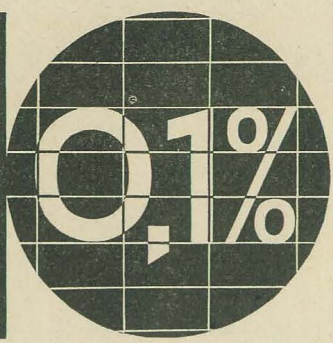
Nehmen wir zum Beispiel einen „gasförmigen" Speicher, der mit einem Gemisch von zwei Gasen ein kleines Gefäß mit zwei Elektroden ausfüllt. Legt man an die Elektroden eine bestimmte Spannung an, so wird ein Gas ionisiert. Es entstehen freie Elektronen, die die Atome des anderen Gases erregen und sie auf eine höhere Energieebene heben. Diese Atome gehen anschließend auf ein Zwischenniveau über und werden durch den Abfrageimpuls auf die unterste Energieebene gebracht. Der Übergangsprozeß von einer Energieebene zu einer anderen ist mit der Aussendung von Licht verbunden. Mit anderen Worten, die Speicherung erfolgt mit dem Übergang der Teilchen auf eine höhere Energieebene und die Abfrage mit dem Übergang auf den untersten Energiepegel. An Stelle von Gasen können auch feste Stoffe treten, so daß die ganze Einrichtung einfacher wird.

Lichtwellengeneratoren sind in den sozialistischen Ländern wahre Gehilfen der Wissenschaftler bei der Entwicklung der Physik, Chemie, der Biologie und der Medizin. Um sich die Möglichkeiten vorzustellen, die der Einsatz von Lichtwellengeneratoren bietet, soll ein Beispiel genannt werden. Es ist bekannt, daß der russische Gelehrte *P.N.Lebedejew* Ende des 19.Jahrhunderts die Erscheinung des Lichtdruckes entdeckte. Dieser Druck ist unter gewöhnlichen Bedingungen sehr klein und kann nur mit äußerst empfindlichen Geräten nachgewiesen werden. Einen leistungsstarken Lichtstrahl einer einfarbigen Lichtquelle können wir aber auf eine sehr kleine Fläche (etwa den millionsten Teil eines Quadratmillimeters) konzentrieren. Man erreicht damit eine solch hohe Konzentration des Lichtstromes, daß sie ausreicht, einen Druck von Millionen Atmosphären zu entwickeln. Diese „Lichtmesser" dienen zur Bearbeitung von verschiedenen Materialien, zur Schaffung von Teilchenbeschleunigern, zur Steuerung von chemischen Reaktionen und zur Erforschung der Eigenschaften von Stoffen in starken elektrischen Feldern. Eine weitere Anwendungsmöglichkeit des Lichtstrahles für friedliche Zwecke ist die Verwendung als Skalpell. Derartige „Strahlskalpelle" hat man bereits bei Augenoperationen an Tieren und Menschen eingesetzt.

Außer den genannten Möglichkeiten eröffnen Quantengeräte im optischen und im Infrarotbereich neue Wege beim Fotografieren nur schwach leuchtender astronomischer Objekte. Sie helfen dem Menschen, die Eigenschaften der Materie zu erforschen, die Genauigkeit optischer Spektroskope und Interferometer und die Empfindlichkeit von Infrarotdetektoren zu erhöhen, und erleichtern das Sterilisieren metallischer Oberflächen. Wie ausländische Spezialisten erklären, kann man mit dem Druck scharfgebündelter Lichtstrahlen die Bewegung der Satelliten auf ihren Bahnen steuern.

Trotz der genannten Möglichkeiten muß die Forschung auf diesem neuen Gebiet der Radiophysik eine Reihe von Schwierigkeiten überwinden. Eine schwierige Aufgabe dabei ist zum Beispiel die Herstellung von reinen und homogenen Kristallen verschiedener Stoffe für Generatoren mit unterschiedlichen Frequenzen des Licht- und Infrarotbereiches. Sicher können durch die Anstrengungen der Wissenschaftler die Schwierigkeiten in den nächsten fünf bis zehn Jahren überwunden werden. Das wird ein gigantischer Schritt vorwärts bei der Entwicklung der atomaren Radiophysik sein.





220/7W

Elektronisches Regelgerät mit Transduktor zur Stabilisierung von 220 V Wechselspannung bei einer Leistung von 0 – 1,5 kW

Konstanter Effektivwert

Änderung der Ausgangsspannung $\leqq \pm 0{,}1\%$
Regelzeitkonstante $\leqq 0{,}2$ sec.

Praktisch sinusförmige Ausgangsspannung

Klirrfaktor 3%

STATRON

PRODUKTIONSGENOSSENSCHAFT DES HANDWERKS
FÜRSTENWALDE/SPREE · EHRENFRIED-JOPP-STR. 59

Ing. Karl-Heinz Schubert

Forschungsinstitut Manfred von Ardenne

Bearbeitet nach Unterlagen des Institutes

Fast 10 Jahre schon besteht in Dresden-Weißer Hirsch das Forschungsinstitut Manfred von Ardenne, in dem ausgewählte Forschungsthemen auf den Gebieten der Elektronenphysik, der Ionenphysik, der Kernphysik, der Übermikroskopie und der Medizinischen Elektronik bearbeitet werden. In den Jahren 1952 bis 1955 wurde dieses Institut aufgebaut, so daß nach der Rückkehr von Prof. Dr.h.c. M. von Ardenne und seinem engeren Mitarbeiterstab aus der Sowjetunion die Forschungsarbeiten sofort weitergeführt werden konnten. Inzwischen ist das Institutskollektiv auf 120 Mitarbeiter angewachsen. Im Vorwort einer Schrift, die anläßlich des fünfjährigen Bestehens des Institutes erschien, schreibt Prof. Dr. h.c. M. von Ardenne:

„Drei Faktoren sind es, welche das wissenschaftliche Arbeiten in unserem Staate immer von neuem stimulieren:

1. die echte innere und äußere Freiheit zum schöpferischen Handeln,
2. die Bereitwilligkeit zu uneigennütziger Zusammenarbeit bei allen angesprochenen Spezialisten des Landes, wenn die jeweilige Aufgabe ein kollektives Vorgehen nahelegt,
3. die Weite der Auswirkungen von Arbeitsergebnissen.

Der junge M. von Ardenne verlegte 1928 sein Einzimmerlabor aus der elterlichen Wohnung in ein Haus am Jungfernstieg in Berlin, das später als Lichterfelder Labor bekannt geworden ist. Wurde anfangs an der Entwicklung von Rundfunkempfängern und von Verstärkerröhren gearbeitet, so verlagerte sich doch bald der Schwerpunkt in Richtung HF- und NF-Meßtechnik. Über die Arbeit an Katodenstrahlröhren kam M. von Ardenne zur Physik und Technik des Fernsehens. 1930 wurde der Fernseh-Leuchtfleck-Abtaster (flying spot scanner) entwickelt (Bild 1) sowie die erste Fernsehbild- und Filmübertragung mit Elektronenstrahlröhren auf der Sende- und der Empfangsseite durchgeführt. Zahlreichen Arbeiten auf den Gebieten des Fernsehens und der Elektronenstrahl-Oszillografie folgte dann 1934 die Erfindung des elektronenoptischen Bildwandlers (Bild 2). 1935 wurde die Emission negativer Ionen von thermischen Katoden entdeckt. Danach kam die Entwicklung

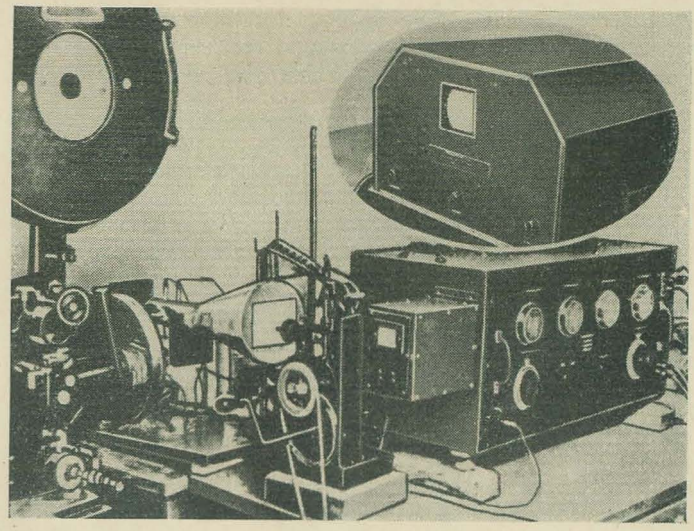


Bild 1 Laboraufbau des Fernseh-Leuchtfleck-Abtasters

The New York Times.

Cathode radio television station on which Baron Manfred von Ardenne of Germany has been experimenting since 1928. The transmitter and receiver (inset) will be exhibited in a forthcoming Berlin Radio Exposition. The images are seen on the end of the tube in the square aperture of the receiver.

The Flying Spot Scanner

eines Polar-Koordinaten-Elektronenstrahl-Oszillografen (1936), mit dem bereits damals Sende- und Echo-Impulse aufgezeichnet wurden. Dieses Verfahren erlangte später große Bedeutung bei der Radartechnik.
Die in diesen Jahren vorherrschenden Arbeiten mit dem abgelenkten Elektronenstrahl (Fernsehen, Oszillografentechnik) führten zur Beschäftigung mit dem Elektronenmikroskop. Bereits 1933 hatte M. v. Ardenne Untersuchungen über achromatische Elektronenlinsen veröffentlicht. Nach weiteren grundlegenden Arbeiten wurde 1939 ein Universal-Elektronen-Mikroskop entwickelt, mit dem man 1944 in einer verbesserten Ausführung bereits eine Auflösung von 1,2 mμ erreichte. Gegenüber anderen bekannten Ausführungen weist dieses Mikroskop einige originelle konstruktive Lösungen auf. So können Polschuhsysteme, Blendeneinsätze und ein Beobachtungsmikroskop seitlich eingesetzt werden, ohne daß das Elektronenmikroskop zerlegt werden muß. Auf einfache Weise ist der Übergang vom Hellfeld- zum Dunkelfeldbild möglich, außerdem waren Stereo- und Elektronenbeugungs-Aufnahmen möglich. Eine einsetzbare Druckkammer erlaubt Beobachtungen bei höherem Druck und ein glühbarer Objekthalter solche bei höheren Temperaturen (bis 2500 °C!). Die maximal einstellbare Vergrößerung liegt bei 250000:1.
Nach der Entdeckung der Uran-Kernspaltung durch Hahn-Straßmann

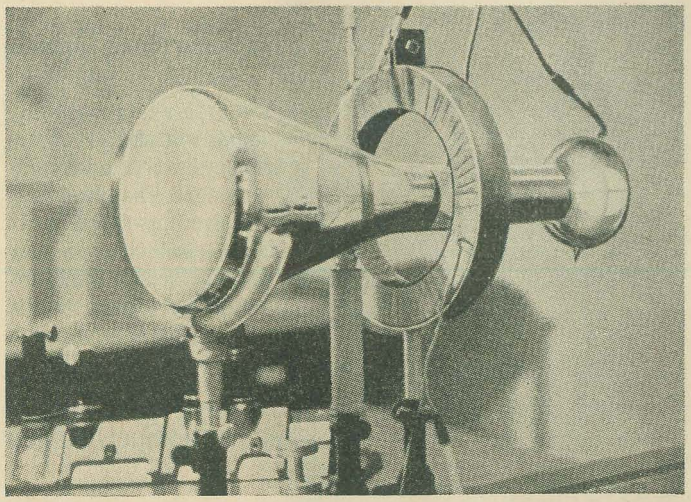


Bild 2 Versuchsaufbau des elektronenoptischen Bildwandlers

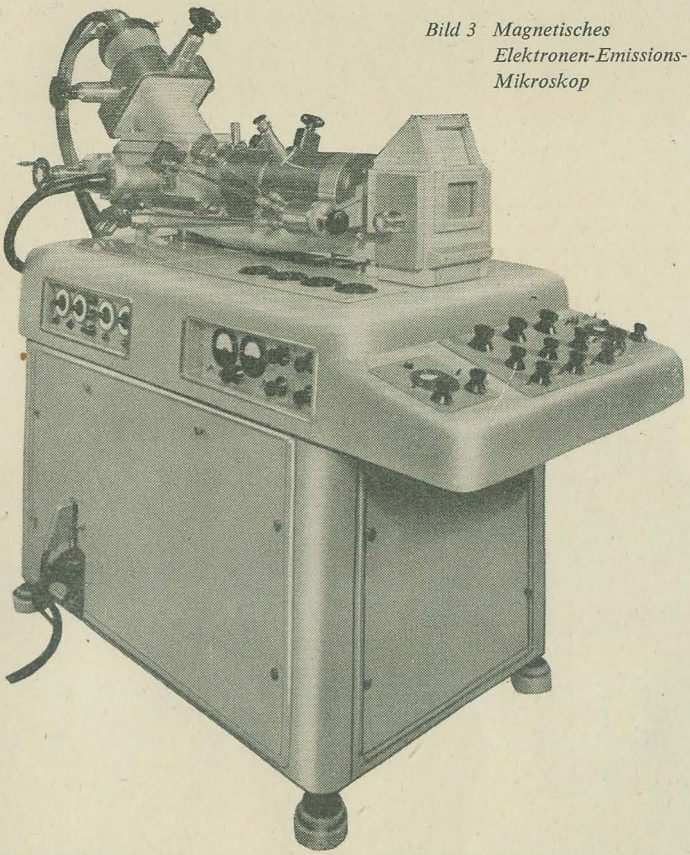


Bild 3 Magnetisches Elektronen-Emissions-Mikroskop

1939 interessierte sich M. v. Ardenne mit seinem Lichterfelder Laboratorium auch für die Probleme der angewandten Kernphysik. So entstand 1942 ein 1-MeV-van-de-Graaff-Neutronengenerator und eine 60-Tonnen-Zyklotronanlage. Von 1945 bis 1955 arbeitete M. v. Ardenne mit seinem Mitarbeiterstab in der Sowjetunion am heutigen „Suchumi-Institut für elektronische Physik". In diese Zeit fällt neben anderen Arbeiten die Erfindung der Duoplasmatron-Ionenquelle zur Herstellung von Ionenstrahlen hoher Stromstärke, die Entwicklung des Präzisions-Oszillografen mit 3 μm Schreibfleck und des Präzisions-Massenspektrografen mit Doppelfokussierung und Ionenbildwandler.

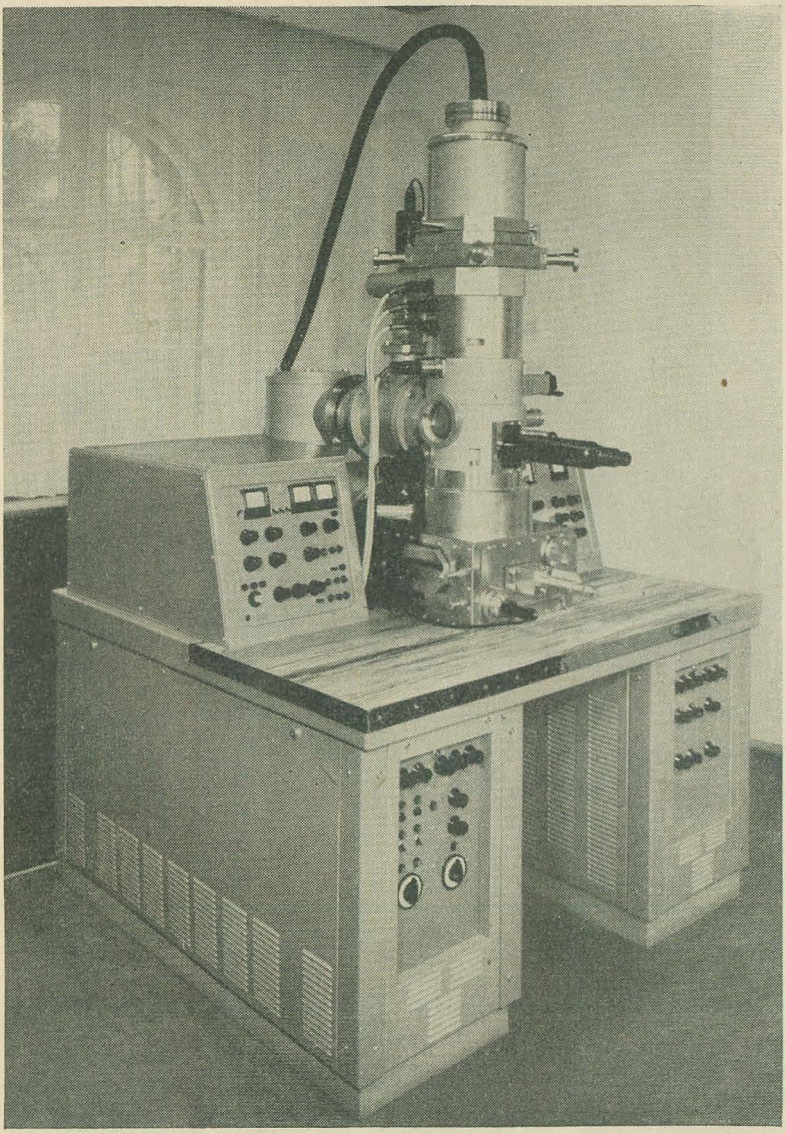


Bild 4 Elektronenstrahl-Mikrobearbeitungsanlage (150-kW-Typ)

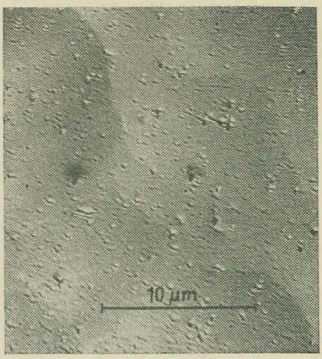


Bild 5 Abbildung einer Siliziumoberfläche durch Sekundärelektronen, Beschuß mit A_2-Ionen, Vergrößerung etwa 4000fach

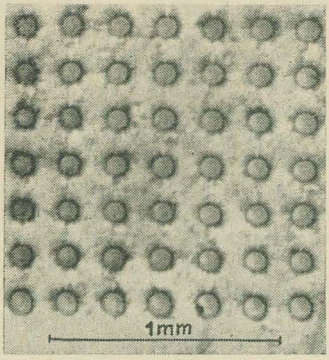


Bild 6 Elektronenstrahl-Bohrungen in einer 1,3 mm starken Quarzglasplatte

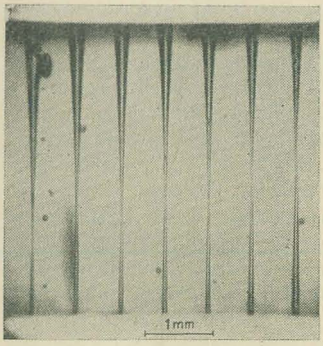


Bild 7 Verschieden geformte Elektronenstrahl-Bohrkanäle in einer 4 mm starken Quarzglasplatte

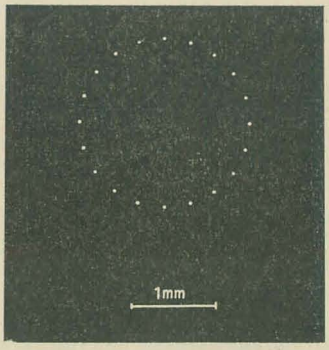


Bild 8 Elektronenstrahl-Bohrungen von nur 11 µm ⌀ in einer 0,05 mm starken Goldfolie

Nach der Rückkehr aus der Sowjetunion konnten die Arbeiten im inzwischen erbauten Dresdener Institut fortgesetzt werden. 1955 wurde ein magnetischer Isotopentrenner für hohen Massetransport bei kleinem Magnetfeldvolumen aufgebaut, dessen Magnetgewicht eine Größenordnung kleiner ist als die der sonst üblichen Anlagen.
Ein neuer Arbeitsbereich des Forschungsinstituts bildete die medizinische Elektronik, die mehr und mehr Bedeutung für das Gesundheitswesen und die medizinische Forschung gewann. Bereits 1957 wurde der gemeinsam mit H.B.Sprung entwickelte verschluckbare Intestinalsender vorgeführt, mit dem Druck- und pH-Werte aus dem Magen-Darm-Trakt signalisiert werden können. Der Transistorsender ist in einer Pille von nur 7,5 mm Durchmesser untergebracht. 1959 folgte der Bau des ersten Elektronenstrahl-Mehrkammerofens für Anwendungen in der Vakuummetallurgie mit einer Strahlenergie von 45 kW. Fortschritte in der Entwicklung leistungsfähiger Elektronenstrahler führten zu Strahlenergien bis zu 2000 kW. Das Hauptanwendungsgebiet dieser Öfen liegt in der Gewinnung von Reinstmetallen und Sonderwerkstoffen.
Zwei Geräte neueren Datums sollen noch besonders erwähnt werden, die als Ergebnisse einer 40jährigen Forschertätigkeit auf den Gebieten der Elektronenphysik und der Übermikroskopie herangereift sind. Das ist einmal das magnetische Elektronen-Emissions-Mikroskop (Bild 3), zum anderen die Elektronenstrahl-Mikrobearbeitungsanlage (Bild 4). Das Elektronen-Emissions-Mikroskop ist ein Forschungsgerät für die Metallurgie und erlaubt die vergrößerte Darstellung der Oberfläche von Metallen und Halbleitern. Das Dresdener Gerät hat ein Auflösungsvermögen von 25 nm, d.h., der kleinste noch sichtbare Abstand in einer Objektstruktur beträgt 25 mm $\times$ 10^{-6} mm. Die zugehörige Vergrößerung ist etwa 8000fach. Von Vorteil ist, daß die zur Abbildung notwendige Elektronenauslösung entweder durch thermische Emission erreicht wird oder durch Sekundäremission als Folge eines Ionenbeschusses aus einer Unoplasmatron-Ionenquelle. Bild 5 zeigt die Aufnahme einer Siliziumoberfläche, die durch Sekundäremission gewonnen wurde.
Die Elektronenstrahl-Mikrobearbeitungsanlage dient zum Feinstbohren von Werkstücken. Heute, da die Miniaturisierung und die Mikrominiaturisierung immer größere Fortschritte machen, hat diese Anlage große Bedeutung. Was sie zu leisten imstande ist, sollen einige Bilder zeigen: Bild 6 – 1,3 mm starkes Quarzglas, in das Bohrungen von 80 μm Durchmesser mit Hilfe des Elektronenstrahles gebohrt wurden. Auf einer Fläche von etwa 4,4 mm^2 liegen 121 Bohrungen. Bild 7 – Schnitt durch eine 4 mm starke Quarzglasplatte mit verschieden geformten Bohrkanälen, die durch die Variation der Bildweite erreicht wurden. Bild 8 – Bohrungen mit 11 μm Durchmesser in eine 0,05 mm starke Goldfolie.
Viele der unter der Leitung von Prof. Dr. h.c. M. v. Ardenne entwickel-

ten Geräte und Anlagen werden von volkseigenen Betrieben unserer Republik produziert. Sie unterstützen die Forschungsarbeiten unserer Institute und den weiteren Ausbau unserer nationalen Industrie. Im Ausland künden sie von dem hohen Stand der Technik in unserem Vaterland. Prof. Dr. h.c. M. v. Ardenne, der seine überaus fruchtbare Forschertätigkeit stets mit der Nutzanwendung in der Praxis verbunden hat, sagte einmal: „Unser Staat hat viele Mittel aufgewendet für die Forschung. Daher glaube ich, daß unsere Wissenschaftler und Forscher die Pflicht haben, dafür zu sorgen, daß diese Aufwendungen gute Zinsen tragen." Seine Tätigkeit und die seines Institutes sind dafür ein anschaulicher Beweis. Heute, wo wir in unserem Fachgebiet auf die Molekularelektronik zusteuern, werden die Arbeitsergebnisse des Forschungsinstitutes M. v. Ardenne eine wesentliche Hilfe bei der Verwirklichung dieser Probleme darstellen.

Letzte Meldung

Bei dem Versuch, aus einer alten Anodenbatterie den Innenwiderstand von 47 kOhm (5%, D-TGL 4711 Bl. 2) auszulöten und – umgekehrt gepolt – als negativen Widerstand zur Entdämpfung eines aus Streuinduktivität und Handkapazität gebildeten Schwingkreises zu benutzen, verunglückte der Amateur Murksmann (47). Die sofort wirksam werdende Leerlaufspannung (U) verursachte einen Lichtbogen mit dem Widerstand $R_B = 0$, *dessen ungeheure Leistung*

$$P_B = \frac{U^2}{R_B}.$$

Murksmann samt dem ursprünglich zur Verringerung von R_i *vorgesehenen Parallelwiderstand versengten.*

Dioden und Transistoren in der Praxis des Funkamateurs

Ing. Karl-Heinz Schubert
DM 2 AXE

In zunehmendem Maße wendet der Funkamateur in seiner Praxis die Halbleitertechnik an. Das trifft nicht nur zu bei leichten Geräten für den Portable-Betrieb, sondern auch für Empfangsgeräte, Meß- und Prüfgeräte und den Sender. Die Funkamateure sind daher ständig auf der Suche nach neuen Schaltungen, die sich für ihre Praxis verwerten lassen. In diesem Beitrag sind deshalb einige Dioden- und Transistor-Schaltungen zusammengefaßt, die in den letzten Jahren bekannt wurden. Weil die in den Originalschaltungen verwendeten Dioden und Transistoren nicht in jedem Fall zur Verfügung stehen, werden entsprechende Äquivalenttypen aus der DDR-Fertigung vorgeschlagen. Beim Nachbau dieser Schaltungen wird man allerdings um einiges Probieren nicht herumkommen. Das betrifft vor allem die Einstellung der Basisvorspannung bei den Transistoren.

Schaltungen mit Dioden

Germanium- und Silizium-Dioden werden vom Funkamateur heute der Röhrendiode vorgezogen, da die Heizspannung für den Heizfaden der Röhre entfällt. Außerdem sind Halbleiterdioden für alle Frequenzbereiche vorhanden, die den Funkamateur interessieren. In der Stromversorgungspraxis werden Leistungsdioden zur Gleichrichtung und zur Spannungsvervielfachung benutzt. Auf dieses Gebiet wird nicht besonders eingegangen, da es als bekannt vorausgesetzt werden kann.
Für die *HF-Gleichrichtung* (Demodulation) im Empfänger hat sich die Halbleiter-Diode allgemein durchgesetzt. Bild 1 zeigt die dafür erforderliche Schaltung, die Dioden-Serienschaltung (Bild 1a) und die Dioden-Parallelschaltung (Bild 1b). Gleichgerichtet wird die ZF-Spannung am Sekundärkreis des letzten ZF-Bandfilters. Am Widerstand R entsteht eine Gleichspannung, die im Rhythmus der Modulationsfrequenz (NF) schwankt. Über den Kondensator C_K wird die NF ausgekoppelt und dem Eingang des NF-Verstärkers zugeführt. Der Kondensator C hat

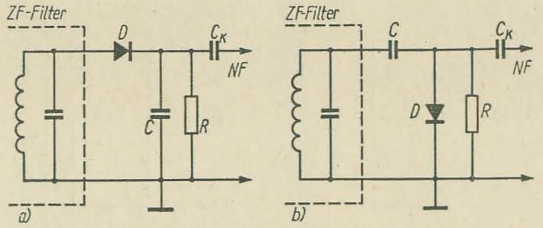


Bild 1 HF-Gleichrichtung mit Germaniumdiode
a) in Serienschaltung b) in Parallelschaltung

eine Größe von etwa 50 bis 200 pF, der Widerstand R ist etwa 200 bis 500 kOhm groß. Der Kopplungskondensator C_K sollte höhere Werte als 5 nF aufweisen. Da die Diode den ZF-Kreis belastet, ist es besser, wenn man die Diode an eine Anzapfung der Spule des ZF-Kreises legt. Mit dem Quadrat des Windungszahlenverhältnisses nimmt dann die Dämpfung ab. Die nach der Demodulation auftretende NF-Spannung ist sehr gering. Bild 2 zeigt eine Schaltung, bei der eine Spannungsverdopplung vorgenommen wird. Außerdem zieht man die entstehende Dioden-Richtspannung zur automatischen Lautstärkeregelung heran. Die ALR-Spannung wird den Gittern der HF-Röhre und der ZF-Röhren zugeführt. Am Widerstand 500 kOhm entnimmt man regelbar die NF-Spannung.

Gerade beim Kurzwellenempfang werden vom Empfänger viele Störspannungen aufgenommen, die den Empfang von Signalen beeinträchtigen. Spezielle *Störaustastschaltungen* sind für den Anfänger meist zu kompliziert. Zwei wesentlich einfachere Schaltungen, die man zwischen Empfängerausgang und Kopfhörer bringt, zeigt Bild 3. Die Dioden begrenzen die positive und die negative Halbwelle der NF-Spannung.

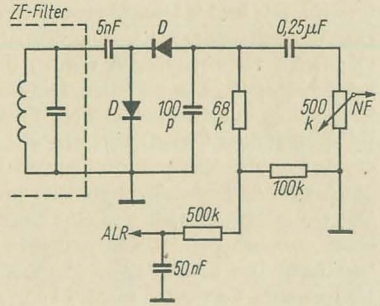


Bild 2 HF-Gleichrichtung mit Spannungsverdopplung

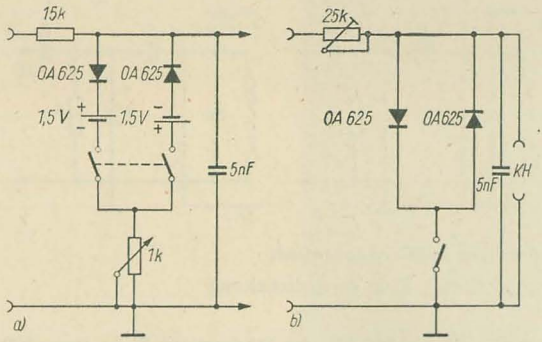


Bild 3 Begrenzerschaltungen zur Störunterdrückung bei KW-Empfängern

a) regelbar b) nicht regelbar

Für die Dioden können auch Zenerdioden benutzt werden, wobei dann die Batterien entfallen

In der Schaltung nach Bild 3a ist die Größe der Begrenzung regelbar, da die Dioden durch die Batterien vorgespannt sind. Werden die Schaltkontakte getrennt betätigt, so kann man auch getrennt entweder die positive oder die negative Halbwelle begrenzen. Den Batterien wird ein sehr geringer Strom entnommen, so daß man sie fest einlöten kann. Die Schaltung nach Bild 3b ist nicht regelbar, so daß von einem bestimmten Spannungswert (3 bis 5 V) an die Begrenzerwirkung eintritt.

Um eine ökonomische Modulation des Amateursenders zu erreichen, wendet der Funkamateur gern eine Sprachbandbegrenzung und Amplitudenbegrenzung im Modulationsverstärker an. Diese Zielstellung läßt sich auch mit Halbleitern erreichen, wie die Schaltung in Bild 4 zeigt, die einem zweistufigen Transistor-Mikrofonvorverstärker nachgeschaltet wird. Die beiden Dioden begrenzen das NF-Signal in der Amplitude. Eine Einstellung der Begrenzung erfolgt mit dem Potentiometer 1 kOhm. Die tiefen NF-Frequenzen werden durch den niedrigen Kopplungskondensator 47 nF beschnitten. Die durch die Begrenzung entstehenden Verzerrungen und die höheren NF-Frequenzen schneidet das zweistufige RC-Tiefpaßfilter (50 kOhm/1 nF) ab. Der Ausgang ist sowohl hochohmig (für anschließende Röhrenverstärker) als auch niederohmig (für anschließende Transistorverstärker) ausgelegt.

Mit wenig Mitteln läßt sich eine einfache *Galvanisier-Einrichtung* aufbauen, wie sie der Funkamateur hin und wieder braucht, z.B. zum Versilbern von Spulen usw. Als Transformator genügt ein normaler Klingeltrafo. Verwendet werden kann auch ein vorhandenes Ladegerät

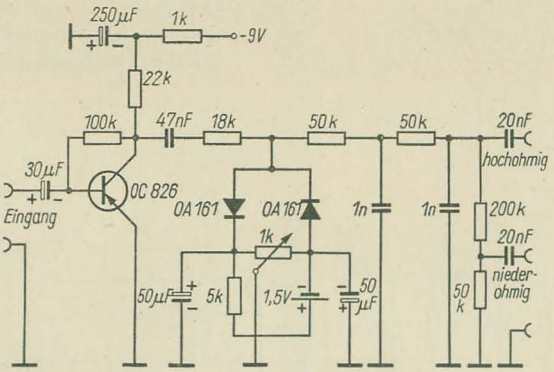


Bild 4 Schaltung zur Sprachband- und Amplitudenbegrenzung im Modulationsverstärker

oder ein Modelleisenbahn-Regeltrafo. Bild 5 zeigt die einfache Schaltung für den Selbstbau. Im Bad hängt am Pluspol eine Platte aus dem Überzugsmetall (z. B. Silber), am Minuspol der zu galvanisierende Gegenstand (z. B. Kupferdrahtspule). Die Badflüssigkeit besteht aus einer Natriumsilberzyanidlösung. Die günstigste Badtemperatur ist etwa 20 °C, die Stromdichte soll etwa 2,5 mA/cm² betragen. Die Stromstärke läßt sich durch Verstellen des Drahtpotentiometers 100 Ohm regeln. Mit einem Voltmeter kann man die Spannung am Bad kontrollieren, die etwa 2 V betragen soll.

Die Anwendung der Halbleiterdiode beim einfachen Detektorempfänger ist allgemein bekannt. Bild 6 zeigt eine Schaltung, bei der an Stelle des Kopfhörers ein empfindliches Relais eingeschaltet ist. Bei genügender Feldstärke des empfangenen Senders zieht das Relais an. Das wird immer der Fall sein in der Nähe der eigenen Amateurfunkstation, weshalb man diese Schaltung für Kontrollzwecke einsetzen kann. Das benutzte Relais soll eine Anzugsempfindlichkeit von etwa 0,5 bis 1 mA haben.

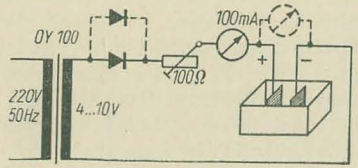


Bild 5 Schaltung für eine Galvanisiereinrichtung

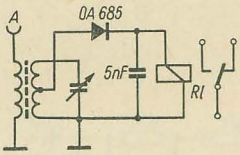


Bild 6 Schaltung einer einfachen Kontrolleinrichtung für den KW-Amateursender

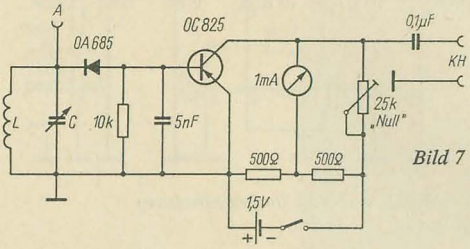


Bild 7 Schaltung eines Absorptionsfrequenzmessers bzw. Feldstärkemessers

Schaltet man dem Detektorempfänger eine Anzeigeschaltung nach, wie es Bild 7 zeigt, so erhält man einen einfachen, transportablen *Feldstärkemesser*. Wird der Drehkondensator des Schwingkreises in Frequenzen geeicht, so ist der einfache und praktische Absorptionsfrequenzmesser verwirklicht, wie er bei jeder Amateurfunkstation zur Frequenzüberwachung vorhanden sein sollte. Der Transistor verbessert die Anzeigeempfindlichkeit. Das Meßwerk liegt in einer Brückenschaltung. Der Meßwerkzeiger wird ohne empfangenes HF-Signal auf „Null" eingeregelt.

Für Senderschaltungen werden Gittervorspannungen gebraucht. Leider ist meist auf den käuflich erworbenen Netztransformatoren keine spezielle Wicklung dafür vorhanden. Bild 8 zeigt deshalb zwei Möglichkeiten, um eine kleine oder eine große Gittervorspannung zu erzeugen. Da Gittervorspannungen gering belastet werden, kann man auch *Spannungsvervielfacherschaltungen* anwenden, wenn man höhere Spannungswerte benötigt. In Bild 8a ist die Gittervorspannung aus einer Heizspannung gewonnen. Größere Gittervorspannungen erzeugt man aus einer Hälfte der Anodenwicklung des Netztransformators. Als Vorwiderstand wird hier der kapazitive Widerstand eines Kondensators ausgenutzt. Die Größe der erzeugten Gittervorspannung ist abhängig von dem Spannungsteiler, der aus dem kapazitiven Widerstand des Kondensators und dem Potentiometer (10 bis 50 kOhm) besteht. Die Gleichrichtung erfolgt bei beiden Schaltungen in Einwegschaltung. Nachgeschaltet werden muß eine Siebkette (wie angegeben).

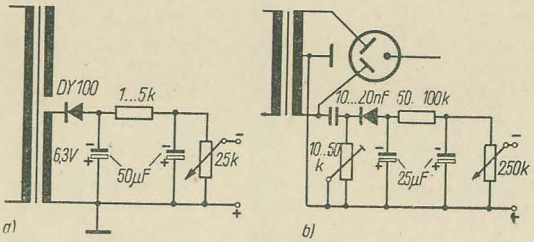


Bild 8 Schaltungen zur Erzeugung von Gittervorspannungen
a) aus der Heizspannungswicklung
b) aus der Anodenspannungswicklung des Netztransformators

Siliziumdioden, die in Sperrichtung betrieben werden, geben in Abhängigkeit vom Sperrstrom eine Rauschspannung ab. Diesen Vorteil kann der UKW-Amateur ausnutzen, um einen billigen und vor allem einfachen *Rauschgenerator* zu konstruieren, der zur Empfindlichkeitsmessung des UKW-Konverters bereits ausreicht. Bild 9 zeigt eine dafür geeignete Schaltung für einen symmetrischen 300-Ohm-Ausgang. Die Drosseln haben bei 5 mm Durchmesser etwa 40 Wdg., CuL-0,3 mm Durchmesser. Je geringer der erforderliche Sperrstrom wird, um so empfindlicher ist der UKW-Konverter.

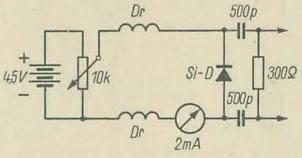


Bild 9 Schaltung für einen einfachen Rauschgenerator

Schaltungen mit Transistoren

Verglichen mit der Halbleiterdiode, wird der Transistor vorerst noch zögernd in die Praxis des Funkamateurs eingeführt. Das hat verschiedene Gründe. So sind einmal Physik und Technik des Transistors dem Funkamateur noch ungewohnt. Dazu kommt außerdem, daß das Angebot an Transistoren ungenügend ist, vor allem fehlen Transistoren höherer Grenzfrequenz und höherer Leistung. Vielseitiger wird dagegen der Transistor schon im NF-Bereich angewendet, sei es in den NF-Teilen von KW-Empfängern oder Peilempfängern, im Mikrofonvorverstärker oder im Mischverstärker. Darüber gibt es schon einige Schaltungen, so daß hier nicht besonders darauf eingegangen werden muß.

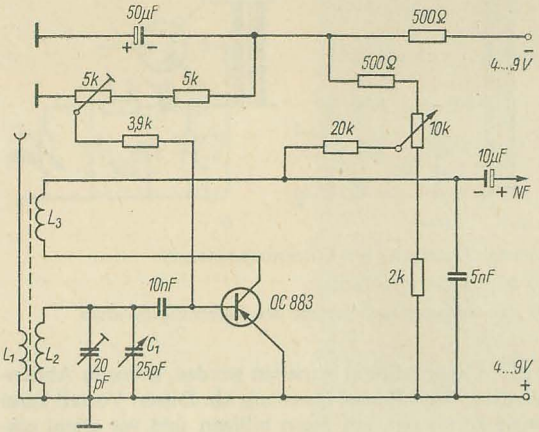


Bild 10 Audionschaltung für den KW-Bereich

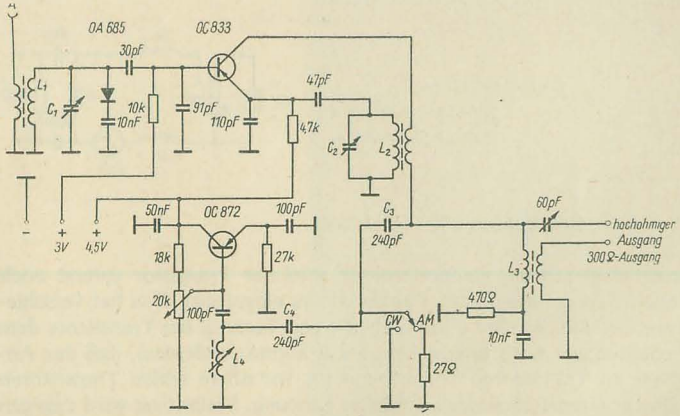


Bild 11 Schaltung eines Transistor-KW-Konverters

Mit der Bereitstellung von Transistoren mit höherer Grenzfrequenz werden wir bald zum volltransistorisierten *KW-Stationsempfänger* kommen, wie er zum Teil im Ausland schon industriell gefertigt wird. Bild 10 zeigt eine Audionschaltung für den Kurzwellenbereich, die für den Experimentierversuch sehr gut geeignet ist. Die Schaltung der Abstimmeinheit (L 1/L 3, C 1) ist ähnlich der eines Röhrenaudions. Die Windungszahlen für die Antennenspule L 1 und die Rückkopplungsspule L 3 betragen etwa 35 bis 80 % der Windungszahl der Schwingkreisspule L 2. Mit dem Trimmpotentiometer 5 kOhm wird die Basisspannung so eingestellt, daß man eine günstige Gleichrichterwirkung des Transistoraudions erzielt. Die Rückkopplung wird beim Empfang eines Senders mit dem Potentiometer 10 kOhm bis kurz vor den Schwingungseinsatz geregelt. Dem Transistoraudion schaltet man einen zwei- bis dreistufigen Transistor-NF-Verstärker für Kopfhörerausgang nach (CC 816, OC 825).

Die Schaltung für einen *Transistor-Kurzwellenkonverter* zeigt Bild 11. Dieser Konverter hat eine Zwischenfrequenz von 1230 kHz, die einem nachgeschalteten Empfänger zugeführt wird. L 1/C 1 bildet den Eingangskreis, den man im jeweilig interessierenden KW-Amateurband abstimmt. Der Oszillatorkreis besteht aus L 2 und C 2 und arbeitet im 80-, 40- und 20-m-Band auf der Grundwelle oberhalb der Eingangsfrequenz. Für das 15- und 10-m-Band werden bei der Mischung Oberwellen benutzt, so daß der Oszillator jeweils auf der halben Frequenz arbeitet und unterhalb der Eingangsfrequenz zu liegen kommt. Der Transistor OC 883 stellt eine selbstschwingende Mischstufe dar. Die Diode in der Eingangsschaltung verhindert eine Übersteuerung dieses Transistors beim Einschalten des KW-Senders. L 3/C 3 bildet den ZF-Kreis. Über die Kapazität 60 pF ist eine hochohmige, über die Koppelspule eine niederohmige Auskopplung der ZF an den Nachsetzempfänger wahlweise möglich. Der zweite Transistor (OC 872) arbeitet bei Telefonieempfang als Q-Multiplier (Gütevervielfacher), bei Telegrafieempfang als BFO für die Zwischenfrequenz. Frequenzbestimmend dafür ist der Schwingkreis L 4 und C 4. Die Rückkopplung wird dabei mit dem Potentiometer 20 kOhm eingestellt. Die Einkopplung des Q-Multipliers in den ZF-Kreis erfolgt durch die Einschaltung des Widerstandes von 27 Ohm.

Für die Konstruktion eines *Morse-Tongenerators* gibt es schon viele Schaltungsvarianten (LC-Generator, RC-Generator, Multivibrator). Bild 12 zeigt eine einfache Schaltung, bei der als Schwingkreisinduktivität die Kopfhörer selbst verwendet werden. Für die Rückkopplung erfolgt wie bei der Colpitts-Schaltung eine kapazitive Spannungsteilung. Mit dem Potentiometer 250 kOhm wird der Schwingeinsatz eingestellt. Die Tastung erfolgt durch das Ein- und Ausschalten der Stromversorgung. Wie man den Transistor im Quarzoszillator benutzt, z. B. Verwendung

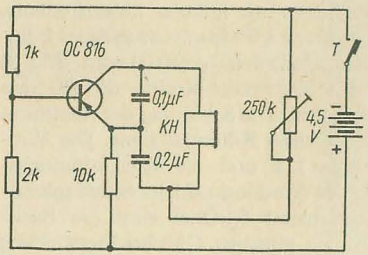


Bild 12 Einfache Tongeneratorschaltung für Morseübungszwecke

als Eichpunktgeber, zeigt Bild 13. Der Quarz (100 kHz) liegt zwischen Kollektor- und Basiselektrode. Der Schwingkreis im Kollektorkreis wird auf die Grundfrequenz des Quarzes abgestimmt. Die Basis erhält ihre Vorspannung durch einen Spannungsteiler (40 bis 10 kOhm), der je nach verwendetem Transistorexemplar etwas verändert werden muß. Um die gewünschten Oberwellen hervorzuheben, ist im Emitterzweig eine HF-Drossel eingeschaltet, deren Resonanz etwa im 80-m-Band liegen soll. Über den Kondensator 5 pF können die Eichpunkte einem KW-Empfänger zugeführt werden. Bei dieser Schaltung liegt der Pluspol der Batterie hoch.

Wegen der geringen Leistungsgrenzen wird der Transistor in der Sendetechnik des KW-Amateurs wenig angewendet. Bild 14 zeigt eine Möglichkeit, den *Transistor im Steuersender* einzusetzen. Da keine Erwärmungsprobleme wie bei Elektronenröhren auftreten, läßt sich ohne wesentliche Schwierigkeiten eine gute Frequenzstabilität erreichen. Die Spule L 1 soll eine sehr hohe Güte aufweisen, weshalb man in der

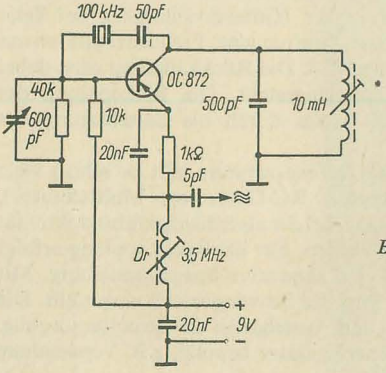


Bild 13 Schaltung eines Eichpunktgebers für 100 kHz Grundfrequenz

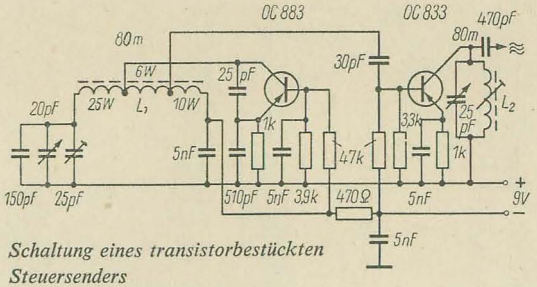


Bild 14 Schaltung eines transistorbestückten Steuersenders

Originalschaltung eine Toroidspule benutzte. Die Anzapfungen der Spule sind entsprechend den Windungszahlen angegeben. Die Ankopplung an den in Basisschaltung arbeitenden ersten Transistor ist niederohmig. Für die Rückkopplung erfolgt eine kapazitive Spannungsteilung. Der zweite Transistor, in Emitterschaltung als Pufferstufe arbeitend, ist ebenfalls niederohmig angekoppelt. Die Basisvorspannungen werden über Spannungsteiler eingestellt. Der Ausgangskreis ist auf die Grundfrequenz des Oszillators eingestellt.

Zusatzschaltungen für den KW-Stationsempfänger, z.B. S-Meter, BFO u.a., können vielfach auch mit Transistoren aufgebaut werden. Bild 15 zeigt ein *Transistor-CW-Filter*, um den Empfang von CW-Zeichen im KW-Empfänger zu verbessern. Das Filter liegt im Emitterzweig des Transistors und kann auf einzelne NF-Frequenzen umgeschaltet werden. Angeschlossen wird die Schaltung an den Lautsprecherausgang des KW-Empfängers. Die durch das Filter bevorzugten Frequenzen werden verstärkt wiedergegeben, so daß Störungen und andere Signale weniger stark in Erscheinung treten. Eine weitere Zusatzschaltung zeigt Bild 16. Diese als *Q-Multiplier* bezeichnete Schaltung verbessert die ZF-Selektion eines KW-Empfängers. Angeschlossen wird sie mit der entsprechenden Frequenz an das erste ZF-Filter (parallel zum Primärkreis) des KW-Empfängers. Das gezeigte Schaltbild gilt für eine ZF von 468 kHz.

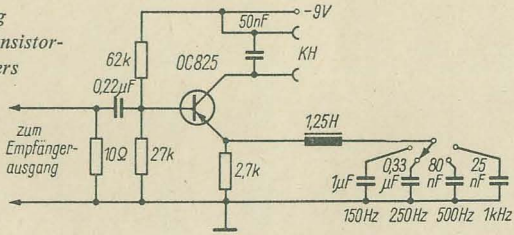


Bild 15 Schaltung eines Transistor-CW-Filters

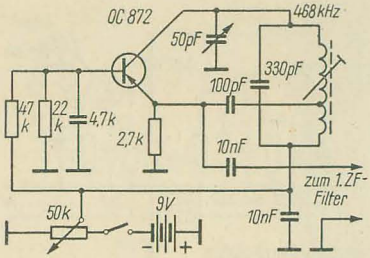


Bild 16 Schaltung eines Q-Multipliers (Gütevervielfacher)

Durch diese Schaltung kann man den ZF-Kreis entdämpfen, was einer Gütesteigerung entspricht. Die Größe der Entdämpfung kann mit dem Potentiometer 50 kOhm geregelt werden. Der Drehkondensator 50 pF dient zum Einstellen der Zwischenfrequenz. Der Transistor arbeitet in Basisschaltung, die Schwingungserzeugung erfolgt zwischen Kollektor und Emitter. Die Güteverbesserung gelingt etwa bis zu einem Faktor von 100, je nach Stellung des Potentiometers.

Literatur

Taeger, W., Halbleiterdioden – Wirkungsweise und Schaltungstechnik, Funktechnik 1960/61.

Rost, R., Kristallodentechnik, Verlag W. Ernst & Sohn, Berlin 1956.

Boon, S.D., Germanium-Dioden, Philips Technische Bibliothek, Eindhoven 1955.

Radio, 2/1962; Radio REF, 7/1963; QST, 7/1962; KW-Hörer, 3/1961.

Radioamateur, 11/1963; RSGB-Bulletin, 10/1961; Electronics world, 10/1960 und 9/1961; Radioelectronics, 12/1960.

Ing. Karl-Heinz Schubert
DM 2 AXE

TANDEL – ein neues elektronisches Bauelement

Zusammengestellt aus Originalunterlagen Übersetzungen: Dipl.-Phys. H.-J. Fischer und Medizinalrat Dr. med. Karl Krogner – DM 2 BNL

Im Physikalischen Institut der tschechoslowakischen Akademie der Wissenschaften wurde 1963 ein neues, vielseitig verwendbares Bauelement für die Funktechnik entwickelt. Den Arbeiten lag eine Entdeckung von *A. Glanc* zugrunde, die er auf dem Gebiet der Ferroelektrika machte, als er mit Triglyzinsulfat (TGS) experimentierte. Triglyzinsulfat ist ein kristalliner Stoff ähnlich dem Bariumtitanat. Diese Ferroelektrika zeigen besonders günstige elektrische Eigenschaften in der Nähe der Curie-Temperatur (für Bariumtitanat bei etwa 120 °C, für Triglyzinsulfat bei etwa 40 °C). Die Ferroelektrika auf diesen Temperaturen konstantzuhalten, ist jedoch mit sehr großen Schwierigkeiten verbunden, da für diesen kleinen Baustein umfangreiche thermostatische Einrichtungen erforderlich sind, die bis zu Bruchteilen eines Temperaturgrades genau arbeiten müssen. Die bisherigen Forschungsarbeiten gingen deshalb dahin, möglichst weitab von der Curie-Temperatur zu arbeiten; daraus resultierten dann ungenügende Eigenschaften der ferroelektrischen Bauelemente. *A. Glanc* ging genau den umgekehrten Weg, indem er den TGS-Kristall mit einer Wechselspannung aufheizte. Dabei stellte er fest, daß sich bei Erreichen der Curie-Temperatur die Arbeitsweise so stabilisiert, daß Veränderungen der Umgebungstemperatur ohne Einfluß bleiben. Damit war der autostabile Zustand entdeckt.

A. Glanc arbeitet als Ingenieur im Physikalischen Institut der ČSAV. Als Funkamateur führt er das Rufzeichen OK1GW. Während seiner Tätigkeit im SVAZARM (Bruderorganisation der GST) gründete er in seinem Heimatort Libochovice 2 Klubstationen, wo über 300 Funk-

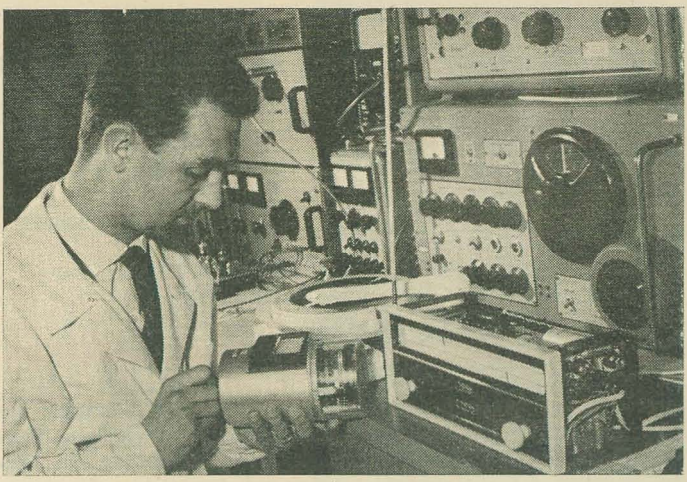


Bild a Der Erfinder des TANDEL, A. Glanc – OK 1 GW, bei Versuchen mit einem FM- Stereosender, der mit zwei TANDEL-Elementen bestückt ist

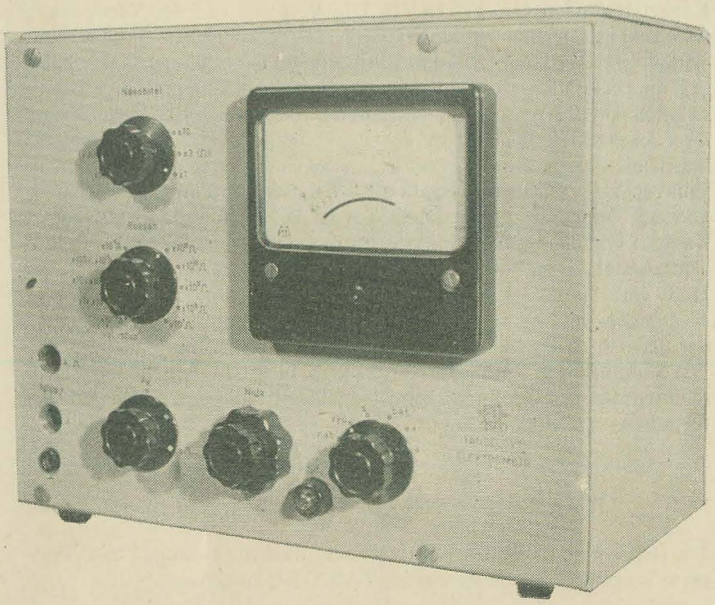
amateure ausgebildet wurden. Mehr als 10 Jahre war er Leiter der Klubstation OK1KAJ. Anfang 1964 arbeitete er mit seinem KW-Amateursender auf dem 80-m-Band, wobei der KW-Sender mit Hilfe eines TANDEL amplitudenmoduliert wurde. Funkverbindungen mit OK 1 GG und OK 1 AP konnten einwandfrei abgewickelt werden. Ein erstes Referat über das neue elektronische Bauelement TANDEL wurde auf der Internationalen Konferenz „Funktechnik im Weltall" Ende 1963 in Genf gehalten, das sehr große Beachtung fand.

Die Bezeichnung TANDEL ist eine Abkürzung aus Teplotne Autostabilizujici Nelinearni Dielektricky ELement (die Temperatur selbststabilisierendes, nichtlineares, dielektrisches Element).

Um die Funktion des neuen Bauelementes TANDEL besser verständlich zu machen, zunächst etwas über die Ferroelektrika. Von den verschiedenen Arten der ferroelektrischen Stoffe sind heute bereits einige Hundert bekannt (z.B. das Seignette-Salz, aus dem man Kristalltonabnehmer herstellt). Für die Konstruktion des Bauelementes TANDEL wurde das Triglyzinsulfat verwendet.

Schneidet man aus dem Kristall des ferroelektrischen Stoffes ein Plättchen und versieht es an beiden Seiten mit Metallbelägen nebst Zuleitungen, dann entsteht ein Kondensator. Ein solcher Kondensator mit ferroelektrischem Dielektrikum zeigt im Gegensatz zu den in der Funktechnik verwendeten linearen Kondensatoren ungewöhnliche Eigenschaften, so z. B. den piezoelektrischen Effekt – eine Erscheinung, die in Tonabnehmern ausgenutzt wird. Die wichtigste Eigenschaft der Ferroelektrika, die sie von anderen Stoffen unterscheidet, ist jedoch die starke Abhängigkeit der Dielektrizitätskonstante, und damit der Kapazität, von der angelegten Spannung und von der Temperatur der Umgebung. Die Kapazität eines ferroelektrischen Kondensators steigt bei Erwärmung stark an, bis sie bei der sogenannten Curie-Temperatur einige

Bild b Ansicht eines mit TANDEL-Elementen und Transistoren bestückten Elektrometers, das im Physikalischen Institut der CSAV konstruiert wurde (Meßbereiche bis 10^{-10} A und 10^{11} Ω)



tausendmal höhere Werte erreicht, als wenn zwischen den Kondensatorbelägen beispielsweise Glas, Glimmer oder nur Luft wäre. Bei einer weiteren Temperaturerhöhung sinkt die Kapazität wieder ab. Legt man an die Metallbeläge des ferroelektrischen Kondensators, der auf konstanter Temperatur gehalten wird, eine elektrische Spannung an, dann verändert sich wiederum seine Kapazität. Einen solchen Kondensator, dessen Kapazität vom Wert der angelegten Spannung abhängt, bezeichnet man als nichtlinear im Unterschied zu den linearen, z.B. den Glimmer- oder Luftkondensatoren.

Die nichtlinearen Eigenschaften, d.h. die Veränderung des Widerstandes oder der Kapazität, hervorgerufen durch die angelegte Spannung, haben größte Bedeutung für die Ausnutzung in elektronischen und funktechnischen Anlagen. Die wichtigsten Elemente, die bisher hierfür verwendet wurden, sind Dioden, vor allem Halbleiterdioden. Neben den Dioden wäre die Verwendung nichtlinearer Kondensatoren für viele Zwecke vorteilhaft, zum Beispiel deshalb, weil ferroelektrische nichtlineare Kondensatoren höhere Spannungen vertragen als etwa Kapazitätsdioden (diese $\leqq$ 20 V!). Die Versuche mit der Verwendung ferroelektrischer Kondensatoren verliefen jedoch bisher zumeist nicht erfolgreich. Der Hauptgrund des Mißerfolges lag in der geringen Stabilität dieser Kondensatoren, d.h. in der starken Abhängigkeit ihrer Eigenschaften von der Temperatur sowie in der fortschreitenden Veränderung ihrer Eigenschaften im Laufe der Zeit. Die günstigsten Eigenschaften haben die Ferroelektrika in der Nähe des Curie-Punktes (bei Triglyzinsulfat etwa 50 °C), aber gerade in diesem Bereich sind ihre Eigenschaften von der Temperatur so stark abhängig, daß sie nur dann ausgenutzt werden könnten, wenn die Temperatur mit einer Genauigkeit von einigen Tausendstel °C stabilisiert wäre. Diese Forderung ist jedoch nur mit Hilfe einer umfangreichen und kostspieligen Apparatur für genaue Messungen im Laboratorium zu erfüllen. Die praktische Ausnutzung der Ferroelektrika war daher auf diese Weise bisher unmöglich.

Die Stabilität der Temperatur und somit auch der elektrischen Eigenschaften der Ferroelektrika kann jedoch mit Hilfe des neuen Arbeitsverfahrens erreicht werden.

Wie arbeitet das neue Element

Die sogenannte dielektrische Erwärmung wird zur automatischen Temperaturregelung des Bauelementes TANDEL ausgenutzt.

Bringt man einen nichtleitenden Stoff – das Dielektrikum – zwischen die Elektroden, die an eine Wechselspannung (Niederfrequenz oder Hochfrequenz) angeschlossen sind, dann erwärmt sich das Dielektrikum (diese Erscheinung wird beim Schweißen von Plasten ausgenutzt). Die Dielektrizitätsverluste, durch deren Einwirkung sich der Stoff erwärmt, hängen jedoch im Falle der Ferroelektrika auch von der Temperatur ab, ähnlich wie die Kapazität. Bis zum Curie-Punkt steigen die Verluste an; oberhalb dieser Temperatur ist jedoch ein plötzliches Absinken zu verzeichnen.
Legt man also an einen ferroelektrischen Kondensator eine Hochfrequenz-Wechselspannung (einige Volt bis Zehntel Volt), dann wird sich dieser zuerst erwärmen. Erreicht jedoch das Ferroelektrikum den Bereich der Curie-Temperatur, bei der die Verluste (und somit auch der Wirkungsgrad der Erwärmung) abzusinken beginnen, dann hört eine weitere Erwärmung des Kondensators auf. In diesem Zustand wird das Gleichgewicht zwischen der im Kondensator freigewordenen und der an die Umgebung abgegebenen Wärme erreicht.
Jede zufällige Temperaturerhöhung hat ein Absinken der Verluste und somit auch eine Verringerung der Erwärmung zur Folge. Infolgedessen kehrt die Temperatur wieder in den Gleichgewichtszustand zurück. Umgekehrt wird die Temperatur bei Abkühlung durch eine Erhöhung der Verluste ausgeglichen. Auf diese Weise stabilisiert der Kondensator nicht nur seine Temperatur, sondern auch seine elektrischen Eigenschaften bleiben konstant (stabil), so daß diese in elektronischen Stromkreisen ausgenutzt werden können.

Vorzüge des neuen Bauelementes

Der TANDEL hat eine besonders wichtige Eigenschaft: einen hohen elektrischen Widerstand, der daraus resultiert, daß Triglyzinsulfat ein sehr guter Isolierstoff ist. Diese Eigenschaft ermöglicht die Konstruktion einiger Typen von Elektrometern, d.h. Geräten zur Messung sehr hoher Widerstände (bis zu 1 Billion Ohm) oder sehr schwacher Ströme (Billionstel Ampere).
Für diese Messungen wurden bisher verhältnismäßig komplizierte Geräte mit sehr kostspieligen und empfindlichen Elektronenröhren benutzt, deren Verwendung sich außerdem ausschließlich auf die Laboratorien beschränkte. Eine Konstruktion derartiger Elektrometer mit Transistoren war überhaupt nicht möglich, denn der Eingangswiderstand der Tran-

sistoren ist etwa eine millionmal geringer als der Widerstand des Bauelementes TANDEL.
Das TANDEL besitzt gegenüber den Elektronenröhren des Elektrometers den Vorteil hoher Widerstandsfähigkeit sowohl gegenüber Erschütterungen als auch gegen Überspannung. Außerdem ist es sehr klein – sein Durchmesser beträgt gewöhnlich etwa 1 mm. Bei Serienfertigung dürften seine Herstellungskosten sehr gering sein; denn die Fertigung des TANDEL erfordert eine weitaus weniger komplizierte Technologie als die der Halbleiterdioden, auch ist das benötigte Material billig.

Die Konstruktion des TANDEL

Für den Aufbau des TANDEL wurde ein Einkristall aus Triglyzinsulfat (TGS) benutzt. Es erwies sich als vorteilhaft, das Element in eine

Bild 1 Ansicht des TANDEL (3fache Vergrößerung beim Schnittmodell, Originalgröße im Vergleich zu Geldstück 1 Kčs)

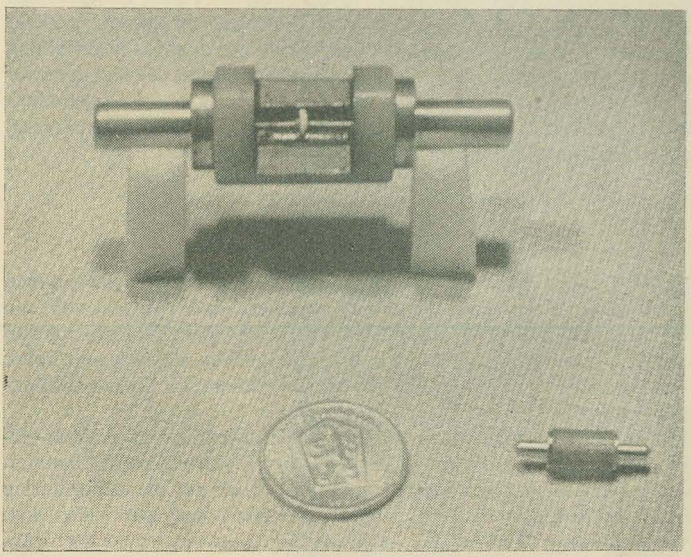


Bild 2 *Konstruktion eines indirekt geheizten TANDEL-Elementes*

A) heizendes Element
B) geheizte Element

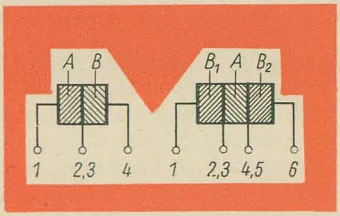
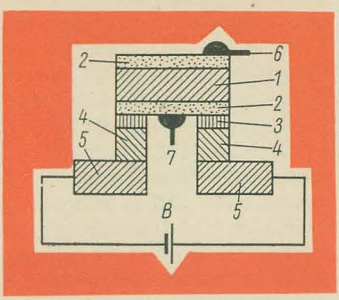


Bild 3 *Mechanische Verbindung eines TANDEL mit einem Peltierelement*
1 TANDEL, *2* TANDEL-Elektroden, *3* metallischer Ring, *4* Peltierelement, *5* Zuführungsplatte, *6*, *7* Zuführungen zu TANDEL-Elektroden, *B* Gleichstromquelle



Patrone eines Zentimeterdetektors (z.B. 1 N 21) einzubauen. Um den Einfluß von Luftzirkulationsänderungen auf die Abkühlung des Elements zu verringern, wurde die Patrone mit Silikonfett gefüllt (Bild 1). Eine weitere brauchbare Anordnung ist das Einschmelzen des Elements in einem Vakuumgefäß, wo der Wärmefluß über die Oberfläche hauptsächlich durch die Zuleitungsdrähte bewirkt wird.
Das auf diese Weise gebildete Schaltelement wird mit einem Wechselstromgenerator verbunden, dessen Frequenz und Amplitude so gewählt werden, daß das Element sich auf Grund der durch dielektrische Verluste erzeugten Wärme auf eine in der Nähe des Curie-Punktes gelegene Temperatur aufheizt. Während Veränderung der Umgebungstemperatur steuert das Bauelement den pro Zeiteinheit erzeugten Wärmebetrag automatisch derart, daß sowohl die Eigentemperatur als auch die elektrischen Eigenschaften stabilisiert werden. Die Betriebstemperatur des Elements ist sehr wenig empfindlich gegenüber Änderungen der Heizspannung oder Heizfrequenz. Der Arbeitspunkt des TANDEL wird gleichermaßen festgelegt durch Amplitude und Frequenz der Heizspannung, durch Gleichstrom-Vorspannung und Temperatur des umgebenden Mediums. Es zeigte sich, daß der aus ferroelektrischem Tri-

glyzinsulfat hergestellte TANDEL in den Betriebszustand über einen weiten Bereich von Heizfrequenzen gebracht werden konnte (von NF bis UHF), während die erforderliche Spannungsamplitude mit wachsender Frequenz abnahm.

Die mechanische Verbindung verschiedener nichtlinearer dielektrischer Elemente, die sich in gutem thermischem Kontakt befinden, war von großer Wichtigkeit. Dabei brachte man wenigstens eines von ihnen durch eine angelegte Wechselspannung bis zum Punkt der Temperatur-Autostabilisation, während dadurch die anderen Elemente in den Bereich maximaler Nichtlinearität gebracht wurden (Bild 2). Diese mechanische Verbindung bringt Vorteile für solche Schaltungen, wo die hohe Heizspannung den Betrieb des TANDEL hinderte. Das in Kontakt mit dem geheizten TANDEL befindliche Element kann sehr kleine Wechselspannungen verarbeiten (Verstärkung, Mischung, Frequenzmodulation usw.), vorausgesetzt, daß es von dem geheizten TANDEL in den Bereich maximaler Nichtlinearität gebracht wird. Für Leistungsanwendungen des TANDEL ist es oft notwendig, für eine verbesserte Wärmeabfuhr der dielektrischen Verlustwärme zu sorgen. Eine der Möglichkeiten ist die mechanische Verbindung des nichtlinearen Elementes mit einem Peltierelement, das das TANDEL-Element kühlt (Bild 3). Es wird dann eine größere Heizspannungsamplitude erforderlich, um den TANDEL in den autostabilisierten Zustand zu bringen. Bei einer solchen Anordnung kann der TANDEL bei höheren Leistungspegeln arbeiten, z. B. als Leistungs-Frequenzvervielfacher.

Andererseits wird es manchmal vorteilhaft sein, den TANDEL zu überheizen, um den besten Wirkungsgrad zu erzielen. Das kann in der gleichen konstruktiven Anordnung erzielt werden, wenn man den durch das Peltierelement fließenden Strom umpolt, so daß dieses aufgeheizt wird.

Einige technische Anwendungen des TANDEL

Die Anwendung des TANDEL als temperaturstabilisierendes Element kleinster Abmessungen erscheint sofort einleuchtend. Da weiterhin die Arbeitstemperatur des TANDEL und seine Leistungsaufnahme von der Wärmeableitung an das umgebende Medium abhängen, ist es möglich, die Veränderung der elektrischen Eigenschaften des TANDEL mit der Temperatur als Anhaltspunkt für Veränderungen der Wärmeübertragung zu benutzen. Weitere Anwendungsmöglichkeiten ergeben sich aus der hervorstechenden Nichtlinearität der elektrischen Eigen-

Bild 4
Prinzipschaltung für Frequenzvervielfacher mit TANDEL-Element

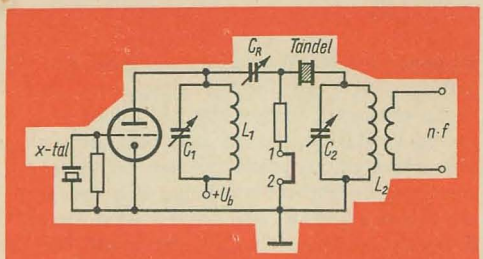
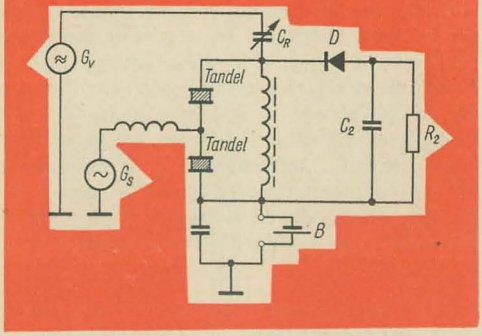


Bild 5
Prinzipschaltung eines dielektrischen Verstärkers mit TANDEL-Element

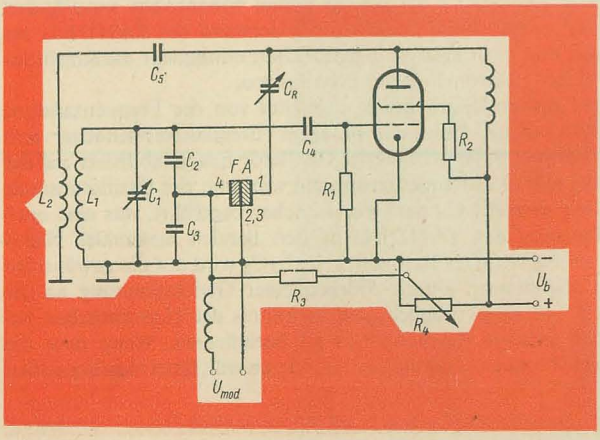


schaften des TANDEL, die bis zu hohen Frequenzen unverändert bleiben. Der extrem hohe Gleichstromwiderstand des TANDEL zusammen mit den nichtlinearen Eigenschaften ermöglicht die Konstruktion zahlreicher elektrometrischer Schaltungen.

Ein anderes Anwendungsbeispiel, abgeleitet von der Frequenzanalyse des Stromverhaltens, kann ein einfacher Frequenzvervielfacher sein (Bild 4). In diesem Falle arbeitet der Oszillator quarzstabilisiert auf der Grundwelle. Die Hochfrequenzspannung wird von der Oszillatoranode über ein Regelelement C_R dem Vervielfacher zugeführt, was eine optimale Aufheizung des TANDEL in den Bereich maximaler Nichtlinearität ermöglicht. Der Resonanzkreis L_2C_2 wird auf die gewünschte Oberwelle abgestimmt. Durch Anlegen einer Gleichspannung an die Klemmen 1 + 2 ist es möglich, das Verhältnis der Harmonischen zugunsten der geraden Harmonischen zu beeinflussen. Wenn man die multiplizierte Frequenz amplitudenmodulieren will, führt man denselben

Klemmen die NF-Wechselspannung zu. Aus Versuchen ist ersichtlich daß der TANDEL für Vervielfacherzwecke bis in den UHF-Bereich hinein eingesetzt werden kann. Mit dem TANDEL kann man dielektrische Verstärker, die an sich bekannt sind, aufbauen. Bild 5 zeigt einen abgestimmten, dielektrischen Verstärker mit 2 TANDEL-Elementen, denen die HF-Heizspannung über den Trimmer C_r zugeführt wird. Die beiden TANDEL-Elemente werden von der Gleichspannungsquelle B mit Parallelkapazität C_3 vorgespannt. Die Spannung wird über die Signalquelle G_s und Entkoppel-Drosseln an die Elektroden angelegt. Die die beiden TANDEL enthaltende Schaltung wird so abgestimmt, daß die Frequenz der Heizspannung auf der Flanke der Resonanzkurve liegt. Die Signalspannung von der Quelle G_s, die der Gleichspannung der Quelle B überlagert ist, verstimmt den Resonanzkreis, so daß sich die Flanke in bezug auf die Heizfrequenz von G_r verschiebt. So wird die Amplitude der Heizfrequenz über dem Resonanzkreis im Rhythmus der Signalfrequenz verändert. Durch Gleichrichtung eines solchen modulierten Signales erhält man ein verstärktes Signal. Aus all dem folgt, daß es für befriedigende Wirkungsweise der Schaltung adäquat ist, die Heizspannung oder deren Frequenz so zu erhöhen, daß durch die sich ergebende dielektrische Erwärmung das Dielektrikum des TANDEL den autostabilisierten Zustand erreicht und damit auch den

Bild 6 Prinzipschaltung eines frequenzmodulierten Oszillators mit indirekt geheiztem TANDEL-Element



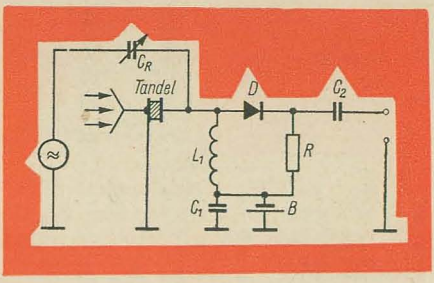


Bild 7 Prinzip eines dielektrischen, elektromechanischen Wandlers mit TANDEL-Element

Bereich der größten Nichtlinearität (was die Spannungsverstärkung um eine Größenanordnung erhöht und die bisher begrenzende Frequenzabhängigkeit beseitigt).

In einer einfachen Schaltung mit einem TANDEL erzielt man eine 15fache Verstärkung, wenn man Spulen mit üblichen Gütewerten benutzt. Der hohe Gleichstrom- und NF-Eingangswiderstand eines TANDEL-Verstärkers, die hohe Leistungsverstärkung, eine Erhöhung der Spannungsverstärkung und die bessere Gesamtstabilität durch die Autostabilisierung des Arbeitspunktes lassen vermuten, daß diese vielfach vernachlässigten Schaltungen nunmehr weitere Verbreitung finden.

Der frequenzmodulierte Oszillator stellt eine weitere Anwendungsmöglichkeit dar. Die bekannten FM-Oszillatorschaltungen benutzen für die Wobbelung der Frequenz meist eine Reaktanzröhre oder Reaktanzdiode im Abstimmkreis des Oszillators. Die Erreichung eines linearen Frequenzhubs ist mit dieser Methode auf kleine Werte begrenzt. Versuche mit gewöhnlichen ferroelektrischen Kondensatoren lösten dieses Problem nicht (zeitliche und temperaturmäßige Instabilität der Kondensatoren). In manchen Fällen ist es nicht möglich, eine hohe, für die Heizung des TANDEL notwendige Amplitude dem Gitterkreis einer Röhre zuzuführen, wo der TANDEL liegen sollte. Hier wird ein indirekt geheiztes Element – wie oben beschrieben – in den Gitterkreis des Oszillators geschaltet. Die komplette Schaltung des Oszillators zeigt Bild 6, aus dem die Funktion klar wird. Der Abstimmkondensator C bestimmt die Frequenz des Oszillators. Den Trimmerkondensator C_R stellt man so ein, daß das heizende TANDEL-Element durch die Anodenwechselspannung des Oszillators in den autostabilisierten Zustand gebracht wird und damit gleichzeitig das Element F, das in gutem thermischem Kontakt mit ihm ist, in einen Bereich großer Nichtlinearität bringt. Die hohe Heizspannung am Element B wird nicht in den Gitterkreis der Röhre eingekoppelt. Die gemeinsamen Elektroden 2 und 3 der Elemente

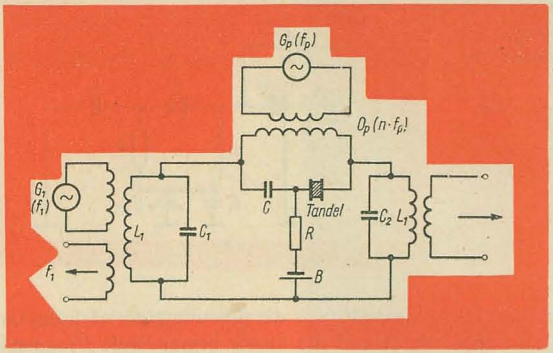


Bild 8 Prinzip des parametrischen Verstärkers mit TANDEL-Element

A + B liegen an Masse. Das nichtlineare Element F ist in Serie mit C_2 in den Schwingkreis eingeschaltet. Über R_3 wird der Elektrode 4 eine Gleichvorspannung zugeführt, durch die der Arbeitspunkt festgelegt werden kann. Die der gleichen Elektrode zugeführte Modulationsspannung verändert wechselweise die Kapazität des nichtlinearen dielektrischen Elementes B. Da B Teil des Schwingkreises ist, tritt damit Frequenzmodulation auf. Der TANDEL kann auch in den Anodenkreis eines Gegentakt-Leistungsoszillators geschaltet werden, um FM zu erzielen. Für lineare Hübe von einigen MHz ist nur eine kleine Modulationsspannung notwendig, d.h., die Ausgangsspannung eines Tonabnehmers oder Mikrofones genügt direkt zum Aussteuern.

Der dielektrische elektromechanische Wandler nutzt eine andere Eigenschaft des TANDEL aus, und zwar ist die Oberflächenschicht eines TANDEL unter normalen Betriebsbedingungen im ferroelektrischen Zustand, so daß sein Piezomodul hohe Werte erreicht. Mit einer geeigneten konstruktiven Anordnung einer Elektrode kann der TANDEL als Tonabnehmer oder Mikrofon benutzt werden.

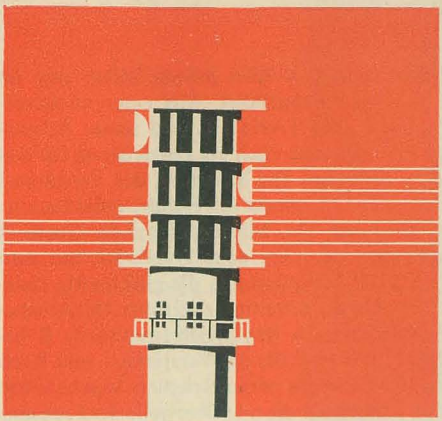
Bild 7 zeigt die Schaltung des elektromechanischen Wandlers. Es ist grundsätzlich die Schaltung eines abgestimmten dielektrischen Verstärkers. Die Amplitudenmodulation wird durch Druckvariation am nichtlinearen dielektrischen Element erreicht, das in der Schaltung als mechanischer Wandler S arbeitet. Das Ausgangssignal wird durch Gleichrichten der Veränderung der HF-Heizspannung gewonnen.

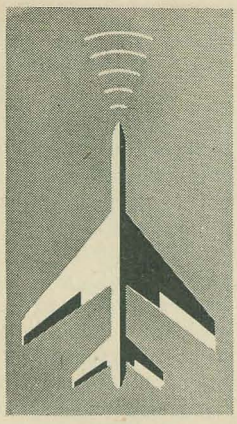
Es gab auch Versuche, die Spannungsabhängigkeit der Kapazität des TANDEL für parametrische Verstärkung oder Mischung auszunutzen.

Experimente mit diesen Schaltungen wurden jedoch bisher nur im Frequenzbereich einiger 10 MHz durchgeführt. Mit einer zweckentsprechenden Wahl der Parameter des TANDEL und seines Arbeitspunktes ist es möglich, die Pumpleistung auch als Heizleistung für den autostabilisierten Zustand zu benutzen. Die Schaltung des Verstärkers oder Mischers unterscheidet sich nicht von der mit Halbleiterdioden ausgeführten. Bild 8 zeigt die Schaltung. Das Eingangssignal der Quelle G wird dem Kreis L_1C_1 zugeführt, der über dem TANDEL mit dem Idlerkreis L_2C_2 gekoppelt ist. Die Pumpleistung, die gleichzeitig Heizleistung ist, wird von der Quelle Gp der Schaltung zugeführt. Der Arbeitspunkt wird durch die Vorspannung aus der Gleichstromquelle B bestimmt. Das verstärkte Signal kann im Falle des Verstärkers vom Kreis L_1C_1 abgenommen werden, im Falle des parametrischen Mischers von L_2C_2, allgemein gesprochen, können wir die n-te Oberwelle der Frequenz fp als Pumpfrequenz benutzen, so daß die Bedingung für parametrische Verstärkung oder Mischung als $nfp = f_2 \pm f_1$ geschrieben werden kann. Die Funktion des TANDEL in diesen Schaltungen ist bisher nur bei niedrigen Frequenzen erprobt worden. Zur Zeit werden die Rauscheigenschaften dieser Schaltungen untersucht. Die Ergebnisse sind entscheidend für die praktische Anwendung bei niedrigen Signalpegeln.
Das neue elektronische Bauelement TANDEL ergänzt hervorragend Elektronenröhren und Halbleiterbauelemente und ermöglicht die Zusammenstellung neuer Systeme. Es ist unbestreitbar, daß dieser Erfolg der tschechoslowakischen Wissenschaft ein neuer Auftrieb für die weitere Erforschung der Ferroelektrika ist. Jetzt kommt es darauf an, daß diese Entdeckung und der erreichte Vorsprung in kommerzieller Hinsicht und in der Produktion ausgenutzt werden.

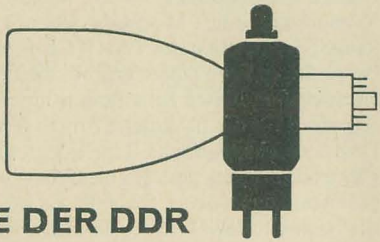
Literaturangaben

[1] Rude Pravo vom 12.1.1964.
[2] Amatérské Radio, Nr.2, 1964.
[3] Institutsbericht der ČSAV.
[4] *Glanc, A.* u.a.: Physic Letters, Nr.7, S.106, 1963.
[5] *Glanc, A.* u.a.: J. Appl. Phys. (im Druck).
[6] *Malek, Z.* u.a.: Proc. IEE (im Druck).
[7] *Rechziegel, E.*: electronics (im Druck).



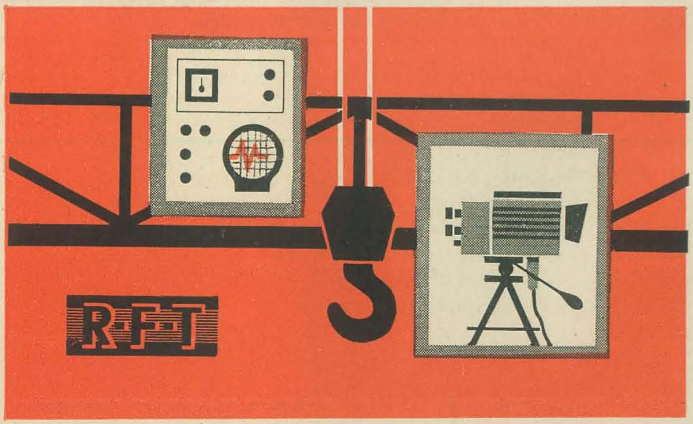


Empfängerröhren
Oszillografenröhren
Bildaufnahmeröhren
Gasentladungsröhren
Höchstfrequenzröhren
Senderöhren



RÖHRENWERKE DER DDR

BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE · OSTENDSTRASSE 1–5



Dipl.-Physiker
Hans-Joachim Fischer

Abstimmung von Rundfunk- und Kurzwellenempfängern mit Kapazitätsdioden

Die übliche Art, ein Empfangsgerät auf den gewünschten Sender abzustimmen, besteht darin, Schwingkreisinduktivität oder Schwingkreiskapazität zu verändern. Im Falle des Überlagerungsempfängers muß man dann meist 2 oder 3 Kondensatoren bzw. Spulen im Gleichlauf abstimmen. Derartige Abstimmaggregate sind noch recht groß und mechanisch kompliziert.

In letzter Zeit ist nun ein neues Abstimmverfahren bekanntgeworden, das viele elektrische Vorteile und außerdem eine einfache Fernbedienmöglichkeit bietet: die Abstimmung eines Schwingkreises mit Hilfe von Kapazitätsdioden. Man hat bei der Untersuchung von Sperrschichten (sogenannten pn-Schichten) bei Halbleitern gefunden, daß diese eine Kapazität besitzen, deren Größe von der angelegten Sperrspannung abhängt. Je höher man die in Sperrichtung angelegte Spannung wählt, desto kleiner wird die Sperrschichtkapazität. Dies gilt natürlich nur bis zur Durchbruchsspannung des jeweiligen Halbleiterbauelements. In Tabelle 1 findet man gemessene Werte an einzelnen Exemplaren von Dioden und Transistoren. Daraus ergibt sich, daß ein großer Kapazitätsbereich überdeckt werden kann. Man findet Kapazitätsdioden heute in

Tabelle 1. Abhängigkeit der Sperrschichtkapazität von der angelegten Spannung für verschiedene Halbleiterbauelemente

Typ	Steuerspannung in Sperrichtung (in Volt)							
	0	0,1	0,3	0,6	1,5	5	10	15
OA 625	1,4	0,6	0,5	0,4	0,35	0,3	0,28	0,25 pF
OY 114	78	51	41	34	25	10	8,5	7
ZA 250/7	390	350	300	280	250	150	–	–
OC 825	–	80	63	51	39	25	21	Koll.-Basis
	–	80	65	52	36	22	15	Basis-Emitter
OC 883	22,5	13,5	11	9	7,5	5	4,5	Koll.-Basis
	72	66	58	53	47	–	–	Basis-Emitter

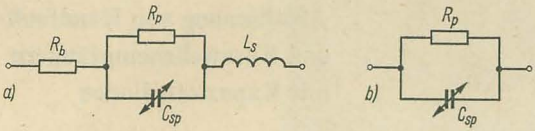


Bild 1 Ersatzschaltbilder für Kapazitätsdioden

a) Ersatzschaltbild für höhere Frequenzen
b) Ersatzschaltbild für niedrige Frequenzen

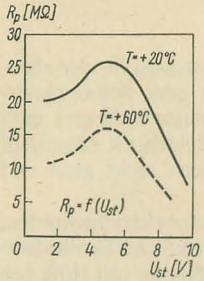


Bild 2 Sperrwiderstand von Kapazitätsdioden (Si-Zenerdioden) als Funktion der angelegten Spannung und der Temperatur

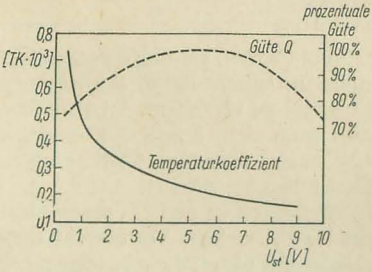


Bild 3 Temperaturkoeffizient und prozentuale Güte als Funktion der Steuerspannung (für Si-Zenerdioden)

allen Frequenzbereichen, von der Langwelle bis in den Zentimeterwellenbereich hinein.

Bild 1 zeigt die Ersatzschaltbilder für Kapazitätsdioden. Bei langen Wellen verwendet man das einfache Ersatzschaltbild ohne Berücksichtigung der Serieninduktivität der Zuleitungen und des Bahnwiderstands R_b. R_b ist bei Silizium-Zenerdioden etwa 2 bis 5 Ohm, bei Germaniumdioden etwas höher. Die Serieninduktivität liegt für Zenerdioden (ZA–250-Reihe oder sowj. Zenerdioden D 808–813) bei etwa 1 μH. Der Parallelwiderstand zur steuerbaren pn-Kapazitätsschicht ergibt sich aus dem endlichen Wert des Sperrstroms der Diode. Er hängt von der Größe der angelegten Spannung und von der Umgebungstemperatur ab. Mit steigender Umgebungstemperatur wird er kleiner und damit die Güte des steuerbaren Kondensators geringer. Für den Verlustwinkel der Kapazitätsdiode gilt die Formel:

$$\tan \delta = \frac{1}{j\omega C_{sp} R_p}.$$

Dabei ist R_p der Sperrwiderstand und C_{sp} die Sperrschichtkapazität der Diode. Bild 2 zeigt die R_p-Abhängigkeit von der angelegten Spannung und von der Temperatur. In Bild 3 ist die Abhängigkeit des Temperaturkoeffizienten und der Güte von der angelegten Spannung in Sperrichtung dargestellt; schließlich findet man in Bild 4 noch die Frequenzabhängigkeit der Güte der Kapazitätsdiode. Als Kapazitätsdiode wird eine Siliziumzenerdiode der Reihe ZA 250 (WF Berlin) oder D 808–13 (SU) benutzt. Da diese Dioden nach dem Legierungsverfahren hergestellt werden, gilt für die Spannungsabhängigkeit der Kapazität die Formel

$$C(u) = \frac{K}{\sqrt{U_0 + U_{st}}};$$

K ist eine Konstante, in der die Anfangskapazität eingeht, sie liegt im Bereich von 150 bis 500; U_0 bezeichnet das Kontaktpotential des pn-Übergangs und U_{st} die angelegte Steuerspannung. Das Kontaktpotential liegt im Bereich von 0,4 bis 1,1 V.
Die Messung der Kapazität der Dioden kann mit einer HF-Meßbrücke (Frequenz etwa 100 kHz, Brückenspannung kleiner als 0,5 V) oder mittels Meßsender und Röhrenvoltmeter erfolgen.
Die Einschaltung der Dioden geschieht nach Bild 5; es werden je 2 Dioden verwendet, die für HF in Serie, für Gleichstrom parallel liegen. Da die Kapazitätsvariation zum Überstreichen des gesamten Mittelwellenbereichs nicht ausreicht, wird dieser Frequenzbereich in 2 Teilbereiche aufgeteilt, indem man 2 weitere Dioden parallelschaltet. Schließlich sind noch die Abstimmkurven in Bild 6 dargestellt. Damit läßt sich eine solche moderne Abstimmung aufbauen, die zudem noch den Vorteil besitzt, daß sie leicht als Ferneinstellung verwendet werden kann; denn das Potentiometer für die Frequenzeinstellung führt nur Gleichstrom und kann deshalb beliebig weit abgesetzt werden.
In Bild 7 ist abschließend noch das Prinzipschaltbild einer Abstimmung eines Superhets mit Vorkreis wiedergegeben. Im Oszillator wird eine

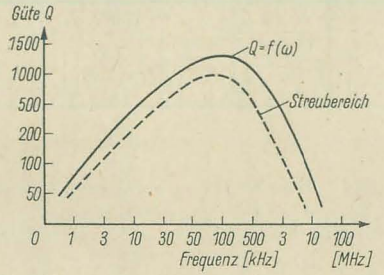


Bild 4 Frequenzabhängigkeit der Güte von Silizium-Kapazitätsdioden

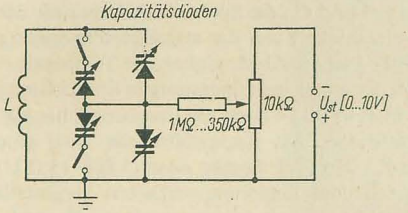


Bild 5
Einschaltung der Kapazitätsdioden in den HF-Schwingkreis

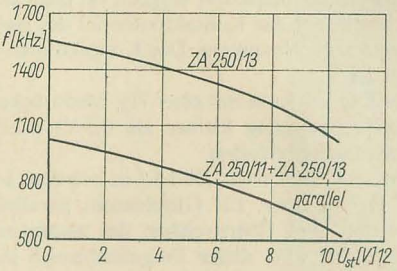


Bild 6
Abstimmkurven für den Mittelwellenbereich für Zenerdioden des VEB WF Berlin

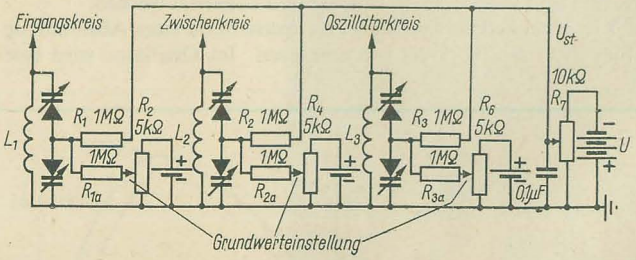
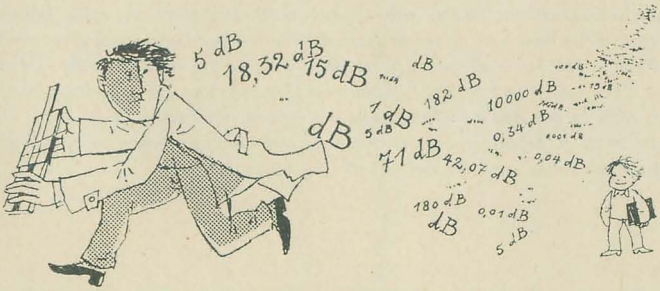


Bild 7 Prinzipschaltung der Kapazitätsdioden-Abstimmung eines Überlagerungsempfängers

Kapazitätsdiode kleinerer Anfangskapazität verwendet, damit der Gleichlauf gewährleistet ist. Mit den Potentiometern R_2, R_4 und R_6 wird die Anfangskapazität beim Abgleich eingestellt. Die Abstimmung über den gewünschten Frequenzbereich erfolgt mittels R_7. Mit derartigen Dioden ist es auch ohne weiteres möglich, eine Abstimmung im KW-Bereich durchzuführen.
Spezielle Ausführungsformen dieser Kapazitätsdioden – Varaktoren genannt – dienen übrigens im parametrischen Verstärker zur rauscharmen Verstärkung schwächster Mikrowellensignale. Satellitennachrichtenstationen sind meist mit solchen hochempfindlichen Verstärkern und Empfängern ausgerüstet.



Keine Angst vor dem Dezibel!

Zugegeben, das Relativmaß „dB" ist besonders für den weniger versierten Amateur zunächst eine irgendwie undurchsichtige, daher unbequeme Sache. Aber einen ganz gewöhnlichen Rechenschieber haben Sie – und damit läßt sich das dB ganz einfach umrechnen. Wir merken uns lediglich, daß die dB-Zahl ein Verhältnis (zweier Spannungen, Ströme oder Leistungen) angibt. Bei Spannung und Strom entsprechen je 20 dB einem Verhältnis 1:10, bei Leistungsverhältnissen entsprechen 10 dB = 1:10.

Ihr Rechenschieber hat – wenn es nicht gerade die billigste Ausführung ist – ganz unten außer den üblichen logarithmisch geteilten Skalen noch eine von ..., 0...1,0 geteilte Skala, die Mantissenskala. Sie verläuft linear. Das Komma vor ihren Zahlen unterschlagen wir großzügig und verwenden sie als dB-Skala. Sie reicht daher für Leistungsverhältnisse von 0 bis 10 dB, für Spannungsverhältnisse nehmen wir die Mantissenskala mal zwei und lesen demgemäß 0 bis 20 dB ab. Die darüber auf der Zunge liegende logarithmisch geteilte, von 1 bis 10 reichende Skala gibt dann – Anfangsstriche beider Skalen auf Deckung gebracht – das Spannungs- oder Leistungsverhältnis an. Wir merken uns: Je 20 dB (bei Leistung: je 10 dB) entsprechen einer Größenordnung, also für Spannungen: 20 dB = 1 : 10, 40 dB = 1 : 100, 60 dB = 1 : 1000 usw.
Welchem Spannungsverhältnis entsprechen 54 dB? 54 dB = 2 × 20 dB + 14 dB. 2 × 20 dB = 40 dB = 1 : 100. Auf der Mantissenskala suchen wir den Rest von 14 dB auf. Da 20 dB = 1 : 10, lesen wir 14 dB über Zahl 7 der Mantissenskala ab und finden die 5. Also 14 dB = 1 : 5. Dieser Wert um 2 Größenordnungen (= 40 dB) erhoben: 54 dB = 14 dB + 40 dB = 1 : 5 × 100, also 54 dB = 1 : 500.
Umgekehrt: Wieviel dB entsprechen einem Spannungsverhältnis von 1 : 30? Zunächst zerlegen in Größenordnungen: 1 : 30 = 1 : 3 × 1 : 10. 1 : 10 = 20 dB. 1 : 3 lesen wir auf der logarithmischen Skala unter 3 ab und finden auf der Mantissenskala (abgerundet) die 5. 5 × 2 (weil für Spannungen Mantissenwert × 2, siehe oben!) ergibt 10, 1 : 3 also = rund 10 dB. Dazu addiert die Größenordnung mit 20 dB, also 1 : 30 = 30 dB. Das Ganze ist reine Übungssache. Wenn man sich die wichtigsten dB-Werte einer Dekade im Kopf merkt (3 dB = 1 : 1,4; 6 dB = 1 : 2; 10 dB = 1 : 3; 14 dB = 1 : 5; 20 dB = 1 : 10 für Spannungen und Ströme), kann man jede beliebige dB-Zahl überschlägig im Kopf in das Spannungsverhältnis umrechnen. Was über 20 dB liegt, wird von 20 zu 20 dB abgezogen und ergibt je eine Größenordnung im Spannungsverhältnis (siehe auch Dezibel-Tabelle im Anhang).

Gewissenhaft

Jemand erscheint mit einem Stück Hartpapierrohr im Labor. Einige Windungen Draht zieren das Rohr. Unten sieht man einen kunstvoll geschnitzten Radiergummipfropfen. „Darf ich mal?" Die Spule wird am Induktivitätsmeßgerät gemessen. Darauf ein Gang zur Wasserleitung. Man füllt das Rohr mit „Leitungsheimer". Neue Messung. Ergebnis: $L_2 - L_1 = 0 \pm$ *Meßungenauigkeit. Erleichtertes Aufatmen: „Geglaubt habe ich es ja sowieso nicht, aber ich muß alles nachprüfen. Das verlangt der Einreicher. Na, der kriegt jetzt aber eine Ablehnung!"*
Und der das spricht, ist der – Patent-Ingenieur.

Ing. Harry Brauer
DM 2 APM

Einseitenbandtechnik mit Transistoren

Auch bei der Verwendung von Halbleiterbauelementen im Kurzwellen-Empfänger- und -Senderbau werden die besonderen Vorzüge dieser modernen Technik deutlich. Bauvolumen und Gewicht vermindern sich gegenüber vergleichbaren Röhrengeräten bedeutend, die Betriebssicherheit steigt, weil Lebensdauer und Alterungsbeständigkeit der Transistoren und Dioden größer sind als die der Hochvakuumröhren. Abgesehen davon, daß ein Betrieb mit Batterien möglich ist, bringen die kleineren Betriebsspannungen und der Wegfall der Röhrenheizung eine Vereinfachung und Verkleinerung des Stromversorgungsgerätes mit sich. Der Ansicht, daß sich für einen Sender größerer Leistung der Einsatz von Transistoren nicht lohne, weil ohnehin für die Treiber- und Endstufe (PA) leistungsfähige Röhren mit höheren Betriebsspannungen erforderlich sind, kann man sich nicht anschließen, wenn die bereits angeführten Vorzüge der Halbleitertechnik mit der Möglichkeit der Miniaturbauweise und des ökonomischen Betriebes berücksichtigt werden.

Es ist schließlich auch möglich, den gesamten Sender in zwei getrennte Baueinheiten aufzugliedern. Der volltransistorisierte Steuersender, der einschließlich Modulator alle Baustufen außer Treiber- und Endverstärker enthält, bildet eine Einheit. Diese kann als leicht transportabler, wahlweise mit Netz oder Batterie betriebener leistungsschwacher Notsender verwendet werden. Die zweite, mit Röhren bestückte Baueinheit stellt den stationären Teil der Anlage dar, der vom Transistorteil angesteuert wird. Das Prinzip der Einseitenbandtechnik (SSB) erfordert bekanntermaßen einen wesentlich größeren materiellen Aufwand als ein mit herkömmlichen Verfahren der Amplitudenmodulation arbeitender Sender, so daß die oben dargelegten Begründungen für weitgehende Verwendung von Transistoren in verstärktem Maße für die Einseitenbandtechnik gelten.

Trotzdem ist die Zahl der bisher in der Fachliteratur veröffentlichten Beiträge zu diesem speziellen Thema noch relativ gering. Es lohnt sich jedoch unbedingt, in Anlehnung an gegebene Beispiele eigene Ideen in

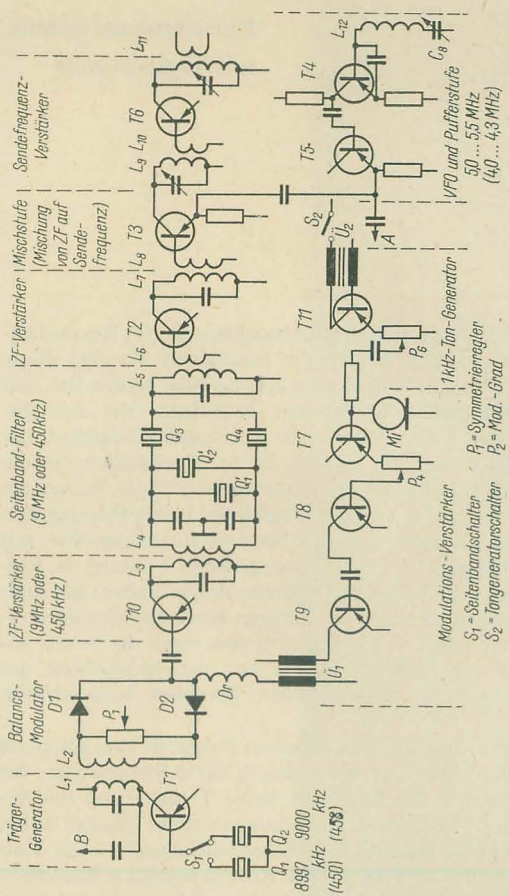


Bild 1

Prinzipschaltung eines SSB-Senders nach der Filtermethode

die Praxis umzusetzen. Die bekannten und realisierbaren drei Methoden der Einseitenbandmodulation, die Filtermethode, die Phasenmethode mit NF-Phasenschiebernetzwerk und die Phasenmethode nach *Weaver*, eignen sich gleichermaßen für die Ausführung der Geräte mit Transistoren. Die Wahl der Methode ist nur eine Frage der vorhandenen Bauteile. In jedem Falle aber braucht man HF-Transistoren, deren Grenzfrequenz so hoch liegt, daß eine Mischung und Verstärkung bei den gewünschten hohen Sendefrequenzen möglich wird. Es kommen dafür beispielsweise

OC 883 (HWF), OC 615, AF 105 (Telefunken), OC 170, OC 171 (Valvo), AF 129, AF 130 (Intermetall), P 402, P 403 (UdSSR) in Betracht.
Im folgenden soll die Verwendung von Transistoren am Prinzip eines Filtersenders gezeigt werden. Eine ausführliche Bauanleitung kann im Rahmen des Artikels natürlich nicht gegeben werden. Industriell werden tragbare SSB-Sende-Empfangseinrichtungen (Transceiver) meist nach dem Filter- oder Weaver-Prinzip gebaut. Besonders das Prinzip nach der „dritten Methode" (Weaver) scheint sich in industriellen Geräten mehr und mehr durchzusetzen (z.B. Transistor-Funksprechgerät GR 400 von *Redifon*). Das hat bis zu einem gewissen Grade seinen Grund darin, daß wesentliche Teile des Gerätes (insbesondere die kritischste Baueinheit, die sich aus den 4 Ringmodulatoren und den 2 Tiefpaßfiltern [Grenzfrequenz etwa 1600 Hz] mit Oszillatoren [1600 Hz und 1600 kHz] zusammensetzt) sowohl in der Sende- als auch in der Empfangsrichtung verwendet werden können. Das führt natürlich zu einer wesentlichen Verbilligung.
Wegen der Übersichtlichkeit und relativ einfachen Einstellung der Anlage erfreut sich in Amateurkreisen die Filtermethode großer Beliebtheit. Ihre Anwendung setzt allerdings das Vorhandensein geeigneter, engtolerierter Filterquarze voraus, die nicht immer leicht erhältlich und auch nicht gerade billig sind. Die absolute Frequenz der Quarze ist nicht entscheidend, wohl aber kommt es sehr darauf an, daß ihr gegenseitiger Frequenzabstand einen bestimmten Wert (etwa 2 kHz) hat. In der Praxis erwiesen sich Quarzfrequenzen um 450 kHz, 900 kHz und 9 MHz als brauchbar. Damit steht hinter der Baueinheit Balance-Modulator und Seitenbandfilter ein SSB-Signal der genannten Frequenzen zur Verfügung, das in einer folgenden Mischstufe auf die gewünschte Sendefrequenz transponiert werden muß (Bild 1). Für den Betrieb an hohen Sendefrequenzen ($\geqq$ 14 MHz) ist wegen der besseren Spiegelwellenunterdrückung die hohe Filterfrequenz (9 MHz) die günstigere.
An Stelle des genannten Quarzfilters läßt sich natürlich auch ein mechanisches Filter mit 2 bis 3 kHz Durchlaßbreite verwenden. Das setzt aber voraus, daß für den Trägergenerator ein Quarzpaar vorhanden ist, dessen Frequenzen genau auf den Flanken der Filterdurchlaßkurve liegen.
Im Prinzipschaltbild 1 sind die möglichen Quarzkombinationen für eine hohe Trägerfrequenz um 9 MHz und eine niedrige um 450 kHz (Werte in Klammern) angegeben. Auf den nachfolgenden Endverstärker (Treiber- und PA-Stufe) wird hier nicht eingegangen, da es sich um einen konventionellen Röhrenverstärker in A- bzw. AB-Betrieb handelt, über dessen Ausführung man in [4] nachlesen kann.
Die Wirkungsweise des Senders ist folgende: In T1 wird die Trägerfrequenz f_T erzeugt und dem diodenbestückten Balancemodulator zugeführt, für den man ein Diodenpärchen (z.B. OAA 646) verwendet. P1

muß so eingestellt werden, daß am Modulatorausgang die Trägerfrequenz ausgelöscht ist. Die Symmetrie des Modulators wird gestört, wenn man das Mikrofon bespricht und über Ü1 eine niederfrequente Spannung f_N an den Modulator gelangt. Damit wird erreicht, daß über die nichtlinearen Schaltglieder D1 und D2 eine Modulation der Trägerfrequenz erfolgt und an der Basis des nachfolgenden Verstärkertransistors T10 die beiden Seitenbänder $f_o = f_T + f_N$ und $f_u = f_T - f_N$ erscheinen. Nur eines dieser Seitenbänder wird vom Quarzfilter durchgelassen. Schaltet man Q1 ein, dann ist es das obere; bestimmt dagegen Q2 die Trägerfrequenz, so ist es das untere Seitenband. Die Seitenbandwahl erfolgt mit S1. Nach Verstärkung des Einseitenbandsignals in T2 wird in der Mischstufe T3 auf die gewünschte Sendefrequenz umgesetzt. Der dazu notwendige variable Oszillator (VFO) mit T4 und T5 muß mechanisch, thermisch und elektrisch äußerst stabil ausgeführt sein. Er schwingt auf Frequenzen, die zusammen mit dem vom Balancemodulator kommenden SSB-Signal die Sendefrequenz ergeben. In unserem Beispiel kann er auf 5,0 bis 5,5 MHz (bzw. 3,9 bis 4,4 MHz) eingestellt werden, was mit dem Seitenbandsignal von 9 MHz eine Sendefrequenz von 14,0 bis 14,5 MHz (Summenfrequenz) oder 4,0 bis 3,5 MHz (Differenzfrequenz) oder mit einem Seitenbandsignal von 450 kHz eine Differenzfrequenz von 3,45 bis 3,95 MHz ergibt. Wie man erkennt, ist die Verwendung der 9-MHz-Trägerfrequenz im Sender insofern günstiger als die niedrigere Frequenz von 450 kHz, weil lediglich durch Umschaltung des Ausgangskreises der Mischstufe die Wahl von zwei Frequenzbändern (hier 80- und 20-m-Amateurband) möglich ist. Soll auch auf 7 MHz, 21 MHz und 28 MHz gearbeitet werden, dann muß eine zweite Mischstufe mit quarzgesteuertem Oszillator vorgesehen werden. Eine Vervielfachung in einer Verzerrerstufe ist nicht möglich, da nicht nur die Sendefrequenz, sondern auch die Modulationsfrequenzen mit vervielfacht würden. Ein 10,8-MHz-Quarz erlaubt ein Arbeiten auf dem 40-m-Band, mit einem 24,5-MHz-Quarz käme man auf das 14-m- und 10-m-Band.

T6 verstärkt das Ausgangssignal, auf das L9/C5 und L11/C6 abzustimmen sind. Da der für SSB-Betrieb verwendete Teil des jeweiligen Amateurbandes auf etwa 100 kHz begrenzt ist, erübrigt sich gewöhnlich eine Nachstellung dieser Kreise; ein einmaliger Abgleich auf Bandmitte reicht aus. Will man auch in A1- oder A3-Betrieb arbeiten – was dadurch möglich ist, daß der Träger zugesetzt wird –, so muß eine von außen zugängliche Einstellmöglichkeit für die Kreise L9/C5 und L11/C6 vorgesehen werden. Der Trägerzusatz kann durch Umgehung des Balancemodulators und des Seitenbandfilters erfolgen. Man müßte zu diesem Zweck die Trägerfrequenz am Kollektor von T1 abnehmen (B) und in die Basis des Transistors T2 einspeisen. In diesem Falle sind natürlich T10 und der NF-Verstärker T7, T8, T9 abzuschalten, damit

eine zusätzliche, unbeabsichtigte Modulation verhindert wird. Für den ersten Transistor im NF-Verstärker T7 nimmt man einen rauscharmen Typ (OC827, OC602, OC306, AC107).
Da das gleiche Prinzip nicht nur für den Sender, sondern auch zur Demodulation eines empfangenen SSB-Signals verwendet werden kann, ist in Bild 1 dargestellt, an welchen Stellen die Oszillatorfrequenzen zwecks Zuführung zu den Mischstufen des Empfängers (Bild 2)* abgenommen werden müssen. Diese Stellen sind mit A (Ausgang von T5) und B (Kollektor von T 1) bezeichnet.
Der Empfangsteil verfügt über ein auf den zu empfangenden Frequenzbereich fest abgestimmtes Eingangsbandfilter (L13, L14). Das Empfangssignal gelangt von dort zum Mischtransistor T12, dem die Oszillatorfrequenz vom Sender-VFO über die Leitung A eingekoppelt wird, so daß die gleiche Zwischenfrequenz auftritt, die im Sender hinter dem Balancemodulator vorliegt (9 MHz oder 450 kHz).
Im Transistor T13 wird verstärkt und einem Quarzfilter zugeleitet (das völlig dem des Senderteiles entspricht), nach nochmaliger ZF-Verstärkung in T14 wird T15 mit der im Trägergenerator des Senders erzeugten Trägerfrequenz (die über Leitung B an T15 gelangt) gemischt und im Demodulator T16 (der wie eine Mischstufe arbeitet) in NF verwandelt. Diese wird noch verstärkt (T17, T18, T19), bevor sie der Lautsprecher oder Kopfhörer in Schallschwingungen umwandelt.
Sollte die Bandbreite des Eingangsbandfilters für den interessierenden Empfangsbereich nicht ausreichen, so muß dieses Filter getrennt vom VFO von außen nachstimmbar sein. Für den ZF-Teil des Empfängers ist im Gegensatz zum Sender die niedrigere Frequenz von 450 kHz günstiger, da sich eine größere Verstärkung erreichen läßt.
In Bild 3* ist der Senderteil nochmals in allen Einzelheiten dargestellt. Es sei jedoch bemerkt, daß bei Verwendung anderer Transistortypen Änderungen der Widerstandswerte notwendig werden können. Man wird deshalb um ein wenig Experimentieren nicht herumkommen. In solchen Fällen empfiehlt es sich, das Gerät in Baugruppen aufzugliedern und diese nach Fertigstellung einzeln zu prüfen.
Auf Bild 3 erkennt man T11 und Ü2. Das ist ein NF-Generator (1000 Hz), der im Bedarfsfalle zum Einpegeln des Senders über S2 an den NF-Verstärkereingang geschaltet werden kann. P5 muß man so einstellen, daß die erzeugte Frequenz sinusförmig ist. Der zu Ü2 parallelliegende Kondensator bestimmt die Frequenz. P6 wird so eingestellt, daß die an T7 wirksame NF-Spannung die gleiche Größe aufweist wie die vom Mikrofon gelieferte.
P4 bestimmt die Aussteuerung des Balancemodulators. Die über Ü1 dem Modulator zugeführte NF-Spannung soll etwa 10 bis 20% der von T1

* Die Schaltbilder 2 und 3 befinden sich in der Anlage am Schluß des Buches.

gelieferten Trägerspannung betragen (etwa 0,2 VNF). Diese Spannungswerte lassen sich nur mit einem Röhrenvoltmeter hinreichend genau bestimmen. Die Stromversorgung für Sender und Empfänger erfolgt aus dem Wechselstromnetz. Die Sekundärspannung von 20 V eines Transformators wird in einer Graetz-Schaltung gleichgerichtet, sehr sorgfältig gesiebt und durch die Zenerdioden Z1 und Z2 auf etwa 9 bis 10 V stabilisiert. Der VFO erhält eine nochmals durch Z4 stabilisierte Betriebsspannung von etwa 6 V. Die Betriebsspannung für den Empfangsteil stabilisiert Z3. Gegebenenfalls kann man auf die Dioden Z1, Z2, Z3 verzichten, nicht aber auf Z4. Dem Gleichrichter wird die 20-V-Spannung als Betriebsspannung für die eventuell verwendeten, hier nicht eingezeichneten Relais (Antennenrelais, Sende-Empfangs-Relais für S3, Umschaltrelais an Stelle von S1 usw.) entnommen.

Zur praktischen Ausführung des VFO, der, wie bereits erwähnt, äußerst stabil sein muß, seien abschließend noch folgende Hinweise gegeben: Die Schwingkreiskondensatoren sollten so zusammengestellt werden, daß sich aus teils positiven, teils negativen Temperaturkoeffizienten eine Temperaturkompensation ergibt. Empfehlenswert ist auch der Einbau aller VFO-Bauteile in einen sogenannten kalten Thermostaten. Das ist nichts anderes als eine dickwandige, allseitig geschlossene Abschirmbox aus 4 bis 10 mm starkem Aluminium, die unter Zwischenlage von wärmeisolierendem Material auf das Senderchassis aufgeschraubt wird. Da sich bei Erhöhung der Umgebungstemperatur der Innenraum der Abschirmbox sehr langsam erwärmt, ergibt sich eine sehr gute Kurzzeitkonstanz der Frequenz.

Literatur

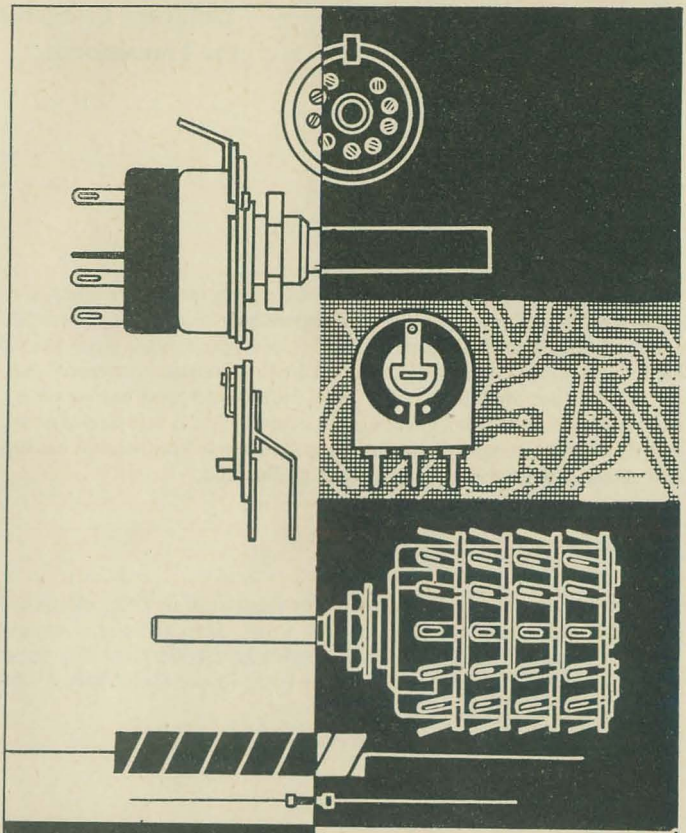
[1] *Don Stoner*, W6TNS, New Sideband Handbook, New York 36.

[2] Amatérské Radio, 9, 1962.

[3] Das DL-QTC, 3, 1963, Stuttgart.

[4] *Brauer*, Einseitenbandtechnik, Der praktische Funkamateur, Bd. 39, Deutscher Militärverlag.

[5] Das DL-QTC, 2, 1963, Stuttgart.



RFT

Kontaktbauelemente
Widerstände

VEB WBN TELTOW
VEB ELEKTROGERÄTEWERK GORNSDORF
VEB ELEKTRO- UND RADIOZUBEHÖR DORFHAIN

Einfaches Prüfgerät für Transistoren

Offiziersschüler Radtke

Die vorliegende Schaltung zeichnet sich durch ihre Einfachheit aus, doch wird sie auch anspruchsvolle Bastler befriedigen, da die mit ihr erzielte Meßgenauigkeit relativ hoch ist. Bei Verwendung eines Instruments mit hoher Güte ($\leqq \pm 2\%$) und einem gutausgemessenen Widerstand R_x ist die Meßgenauigkeit $< 5\%$. Im Mustergerät betrug sie 3% (Meßwerk 1% Toleranz). Diese Genauigkeit reicht für fast jede Messung aus, da die Änderungen der technischen Daten von Transistoren bei verschiedenen Betriebsbedingungen meist größer sind.

Funktion der Schaltung

Bei Drücken der Taste „I_{KRest}" wird der Reststrom in Zehntel mA angezeigt, denn der Endausschlag ist hier 1 mA. Man achte aber darauf, daß der Reststrom eine temperaturabhängige Größe darstellt; daher sollte man den Transistor vorher nicht lange in der Hand halten oder einer intensiven Wärmestrahlung aussetzen.

Taste comp.

Mit dem Potentiometer P_2 bringt man den Zeiger des Instruments auf 0-Stellung. Hierbei wird der Kollektorstrom bei kurzgeschlossenem Eingang kompensiert, da er nicht in die Messung eingehen darf.

Taste I_K

Mit dem Potentiometer P_1 stellt man den Endausschlag des Instruments ein. Hierbei wird der Basisstrom so eingestellt, daß ein Kollektorstrom von 1 mA fließt.

Taste I_B

Jetzt mißt man den Basisstrom in µA (100 µA Endausschlag). Da die Stromverstärkung $\frac{\Delta I_K}{\Delta I_B}$ ist und hier $\Delta I_K = 1000\,\mu A = 1\,mA$ beträgt, kann die Stromverstärkung ganz einfach mit $\frac{1000}{I_B}$ errechnet werden.
Wer einen Rechenstab hat, braucht mit dem Läufer nur I_B einzustellen und auf der Kehrwertseite die Verstärkung abzulesen.
Trägt man die Werte gleich auf der Instrumentenskala auf, so kann man beim Drücken der Taste I_B die Verstärkung sofort ablesen.
Die Widerstände R_1 und R_2 sind Schutzwiderstände. Daher ist keine kleine Toleranz gefordert.

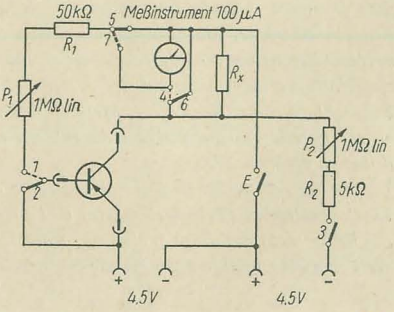
Geschlossene Schaltung

Taste 1: $I_{K\,Rest}$: 4; E
Taste 2: Comp.: 2–3–4–5; E
Taste 3: $I_K \cdot 1$ mA: 1–3–4–5; E
Taste 4: I_B: 1–3–6–7; E

Stückliste:
2 Potentiometer 1 MOhm lin.
1 R_x (berechnen!)
1 × 50 kOhm — 0,25 W
1 × 5 kOhm — 0,25 W
1 Amperemeter 100 µA
1 Tastenschalter der Firma Neumann
3 Einzelbuchsen bzw. einen Transistorsockel

$$R_x = \frac{R_i}{9};$$

R_i = Innenwiderstand des Meßinstruments in Ω.



Batteriekontrolle durch Kurzschlußstrommessung

Die Alterung von Trockenbatterien zeigt sich bekanntlich nicht vorwiegend am Rückgang der Spannung schlechthin, sondern in erster Linie an der Zunahme des inneren Widerstandes der Batterie. Deshalb können nahezu erschöpfte Batterien bei Messung mit den heute üblichen hochohmigen Voltmetern noch fast volle Spannung anzeigen. Es muß also unter Belastung gemessen werden, doch das setzt voraus, daß das als Verbraucher vorgesehene Gerät a) vorhanden und b) in Ordnung ist. Auch ist diese Meßmethode nicht sonderlich bequem.
Erinnern wir uns daher an ein beim Amateur merkwürdigerweise wenig bekanntes Verfahren. Wir messen ohne sonstige Hilfsmittel nicht die Spannung, sondern – mit Vielfachmesser oder geeignetem Amperemeter – den Kurzschlußstrom der Batterie. Für die wenigen Sekunden Meßdauer überstehen das alle üblichen Batterieformen ohne Bedenken. Der Kurzschlußstrom wird bestimmt von Spannung und Innenwiderstand der Batterie (gegen den der Meßwerkwiderstand vernachlässigbar klein ist); mit fortschreitender Alterung oder Erschöpfung steigt der Innenwiderstand an, der Kurzschlußstrom sinkt also. Er bildet daher ein zuverlässiges und recht genaues Kriterium über Batteriezustand und noch zu erwartende Betriebszeit. Nachfolgend einige Anhaltswerte für fabrikneue, unbenutzte Batterien und den von ihnen durchschnittlich erreichten Kurzschlußstrom (Mittelwerte, die je nach Fabrikat streuen!):

4,5-V-Taschenlampen-Flachbatterie	*4 bis 6 A*
1,5-V-Monozelle	*3 bis 5 A*
mit „Heizcharakteristik"	*bis 10 A*
3-V-Taschenlampen-Stabbatterie	*1 bis 3 A*
1,5-V-Gnomstabzelle	*0,5 bis 1,5 A*
9-V-„Sternchen"-Transistorbatterie	*0,3 bis 0,6 A*
2-V-„EtS"-Trockenakku	*4 bis 8 A*

Für andere Batterieformen sind Vergleichswerte schnell durch Ausmessen einiger garantiert frischer Exemplare gefunden.
Ob eine Batterie überlagert oder durch Benutzung erschöpft ist, läßt sich ebenfalls erkennen: Überlagerte Batterien zeigen meist zu Beginn relativ kräftige Kurzschlußströme, die aber nach wenigen Sekunden rasch absinken. Durch normale Benutzung erschöpfte oder teilerschöpfte Batterien zeigen von Anbeginn an relativ geringe, während der ersten Sekunden nahezu konstant bleibende Kurzschlußströme. Nach dieser Methode kann der Amateur aus seinem Batterievorrat jeweils die am meisten abgelagerten Batterien aussortieren und vordringlich verbrauchen.
Wegen der relativ hohen Kurzschlußströme eignet sich das Verfahren nur für Trockenbatterien (Primärelemente) und Kleinakkus. Ihre Autobatterie prüfen Sie lieber nicht auf diese Weise – es wäre schade um das Meßinstrument, und die Feuerwehr könnte auch gerade anderweitig im Einsatz sein!

Elektronischer Zeitschalter für höhere Schaltzeiten

Willy Grob

Mit dem nachstehend beschriebenen Zeitschalter lassen sich Schaltverzögerungen bis 5 min, bei geeigneter Dimensionierung sogar bis 10 min und mehr erreichen. Will man für diese Schaltzeiten RC-Kombinationen als zeitbestimmende Glieder verwenden, so braucht man große Vorwiderstände und hohe Kapazitäten mit hohen Isolationswiderständen, eine Forderung, durch die die erreichbaren Schaltzeiten sehr bald ihre obere Grenze finden. Weiter ist zu beachten, daß man Transistoren nicht leistungslos aussteuern kann, d.h., die Innenwiderstände des Transistors beeinflussen unweigerlich die RC-Kombination und verringern ihrerseits die Schaltzeiten.

In Bild 1 ist eine Schaltung dargestellt, bei der die verstärkende Wirkung des Transistors zur Erzeugung langer Zeiten mit relativ kleinen Werten für Kapazität und Widerstand ausgenutzt wird. Die Zeitschaltung kann für fotografische Zwecke oder als Zeitschalter zum Vorheizen von quecksilberdampfgefüllten Röhren benutzt werden.

Nach Einschalten der Betriebsspannung fließt ein Kollektorstrom im Transistor T1. Der Strom kann jedoch nur sehr gering sein (etwa 50 μA), weil der jeweils eingeschaltete Kondensator entladen ist und somit die Basis von Transistor T2 positives Potential hat. Die Basis von T1 weist also nur ein geringes negatives Potential auf, da der als Kollektor-Basis-Widerstand geschaltete Transistor T2 (OC 816) einen hohen Widerstand besitzt. Am Widerstand R1 und der Relaiswicklung entsteht jedoch ein Spannungsabfall, der zunächst in Anbetracht des niedrigen Kollektorstromes nicht hoch ist. Hierdurch wird der Kondensator über die beiden Emitter-Basis-Strecken der Transistoren mit der Zeitkonstante $R_D \cdot C_L$ aufgeladen (R_D bezeichnet den Durchlaßwiderstand der beiden Emitter-Basis-Strecken). Diese nun geringe negative Spannung an der Basis von T2 führt eine Widerstandsabnahme bei diesem herbei, so daß auch bei T1 eine höhere negative Spannung an der Basis anliegt und dadurch ein höherer Kollektorstrom fließen kann. Der nun ansteigende Spannungsabfall an R1 bewirkt ein weiteres Nachladen von C_L. In dieser Weise setzt sich der Vorgang fort, bis schließlich ein Endwert des Kollektor-

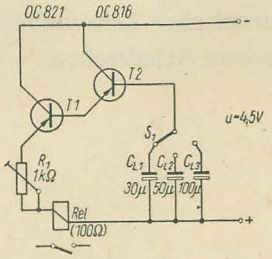


Bild 1 Elektronischer Zeitschalter mit Transistoren

stromes erreicht ist, der im wesentlichen durch den Emitterwiderstand R1 und die Höhe der Durchlaßwiderstände der beiden Emitter-Basis-Strecken bestimmt wird.

Man erkennt ohne weiteres, daß die Zeitkonstante des Kollektorstromanstieges wesentlich größer sein muß als das Produkt von $R_D \cdot C_L$, da die Spannung, die die Aufladung von C_L veranlaßt, während des Aufladevorganges selbst erst langsam zunimmt. Die praktischen Ergebnisse zeigen, daß die resultierende Zeitkonstante ungefähr gleich dem Produkt aus der Zeitkonstante $R_D \cdot C_L$ und dem Verstärkungsfaktor der gesamten Schaltung im Endzustand ist.

Zur Erhöhung des Verstärkungsfaktors der Gesamtschaltung und auch des Widerstandes R_D kann man noch einen weiteren Transistor in gleicher Art als variablen Kollektor-Basis-Widerstand vorschalten. Dies setzt aber die Wahl einer höheren Betriebsspannung voraus. Leider kann sich ein solcher mehrstufiger Gleichspannungsverstärker leicht unstabil verhalten. In Bild 2 ist der zeitliche Verlauf des durch die Relaiswicklung fließenden Kollektorstromes für R1 = 165, 330, 500 und 1000 Ohm angegeben.

Es empfiehlt sich, das Relais so zu dimensionieren, daß der Stromwert, bei dem die Kontakte schließen, nicht zu weit rechts auf dem flachen Teil der Kurve liegt, da sonst Schwankungen im Verlauf des Stromanstieges (z.B. eingehende Temperaturschwankungen) einen zu großen Einfluß auf die Schaltzeit haben können. Wählt man einen Kollektorstrom von 2 mA als Ansprechstrom des Relais, so ergeben sich nach Bild 2 Verzögerungszeiten von rund

15 s bei 165 Ohm,
25 s bei 330 Ohm,
40 s bei 500 Ohm und
80 s bei 1 kOhm,

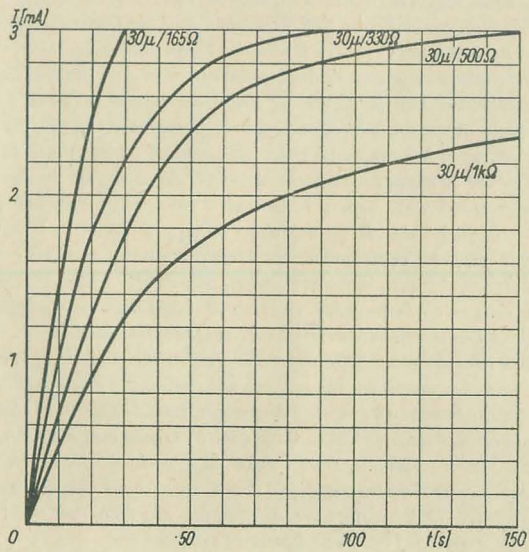
sämtlich bei einem Kondensator C_L von 30 µF.

Eine wichtige Eigenschaft dieser Schaltung ist, daß sie sofort in ihren Ausgangszustand zurückfällt, sobald die Kollektorspannung unter-

brochen wird. Dabei geht auch der Spannungsabfall an R 1 auf Null zurück, und der Emitter von T 1 wird positiv gegenüber der Basis von T 2, so daß sich der Kondensator C_L sehr schnell über die beiden Emitter-Basis-Strecken entlädt.

Die Schaltung nach Bild 1 wurde mit den Transistoren OC 821 und OC 816 ausgeführt. Zur Zeitgrobregelung dient ein dreistufiger Schalter, mit dem wahlweise die Basis des OC 816 an einen Ladekondensator von 30, 50 oder 100 µF gelegt werden kann. Ein weiterer Vorteil der Schaltung ist, daß man als Ladekondensatoren auch Elektrolytkondensatoren verwenden kann, da der Reststrom bei der niederohmigen Ladestrecke des Kondensators fast keinen Einfluß auf die Ladezeit ausübt. Eine Zeitfeinunterteilung wird durch ein Potentiometer 10 kOhm erreicht, das man entsprechend mit einer Zeitskala versieht. Falls Relais mit höherem Widerstand als in der Versuchsschaltung benutzt werden, jedoch die gleiche Verzögerungszeit bestehenbleiben soll, so muß man eine höhere Betriebsspannung wählen. Die Erhöhung richtet sich nach dem Spannungsabfallunterschied der beiden Relais beim Schaltstrom. Für die vorliegende Versuchsschaltung wurde eine Betriebsspannung von 4,5 V benutzt.

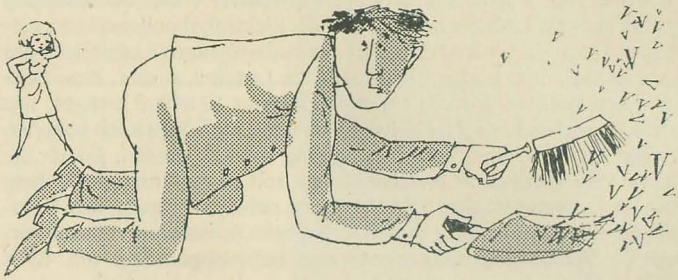
Bild 2 Relaisstrom als Funktion der Verzögerungszeit



Literatur

Kretzmann, R., Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

Jakubaschk, H., Elektronikschaltungen für den Amateur, Reihe „Der praktische Funkamateur", Bd. 28.



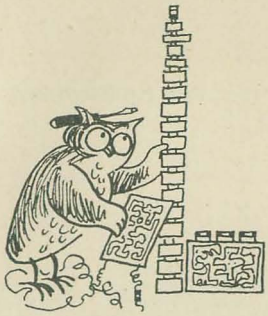
Zur Pflege von Vielfachmessern

Bei Vielfachmessern, die längere Zeit in Gebrauch waren, läßt sich oft der Schalter kaum noch betätigen. Hier hilft kein Öl. Notwendig sind: eine isolierte Pinzette, ein isolierter Seitenschneider und ein fester Pappkarton.

Man öffnet vorsichtig den Boden des Vielfachmessers. Bereits bei der vorletzten Schraube wird er sich deutlich anheben. Dann aber quillt es heraus: Spannungsabfälle, die sich im Laufe der Jahre angesammelt haben, kommen zum Vorschein Wenn oft hohe Spannungen gemessen wurden, sind die Stücke besonders groß, auch bei neueren Typen. Bekanntlich benötigt das Meßwerk nur einen Teil der zu messenden Spannung selbst; der Rest fällt an den eingebauten Vorwiderständen ab. Neuere Typen aber kommen mit einer sehr kleinen Spannung am Meßwerk aus. Diese sind daher häufiger zu säubern. Während der Garantiezeit empfiehlt es sich aber, das Meßgerät an den Hersteller zu senden.

Beim Säubern ist Vorsicht geboten. Nach VDE können Spannungen über 42 V bereits gefährlich werden. In dieser Hinsicht muß man bei älteren Typen wegen ihres kleineren Innenwiderstandes besonders aufpassen.

Mit dem isolierten Seitenschneider werden also immer nur höchstens 40 V lange Stückchen abgeschnitten und mit der Pinzette in den Pappkarton gelegt. Diese Abfälle lassen sich vielseitig verwenden, zum Beispiel statt einer Batterie. Da sie abgelagert sind, weisen sie eine gute Konstanz auf. Zum Einbau verzinne man die Enden sorgfältig. Dort werden sie – wechselweise gepolt – als gleich große Stücke aneinandergereiht und dem Lichtnetz als Wechselspannung wieder zugeführt. Übrigens liegt der Altstoffpreis pro Kilo Volt recht günstig. Altstoffe sind Rohstoffe! Sammelt Spannungsabfälle! klig



Gesucht und erfunden

DIE NULL

Eul-Interview mit dem Direktor eines VEB, Berlin

Eulenspiegel: Herr Direktor, wann haben Sie Ihr Herz entdeckt?

Direktor: Ich will nicht unbescheiden sein. Das war nicht ich, sondern Heinrich...

Eulenspiegel: Werden Sie doch nicht gleich wieder elektrisch, ich meine es doch rein menschlich.

Direktor: Ach so. Na, das ist schon lange her.

Eulenspiegel: Da muß ich Ihnen aber ein Kompliment machen.

Direktor: Wieso? Kennen Sie denn meine Teure?

Eulenspiegel: Im Gegenteil, nur die billigen.

Direktor: Erlauben Sie mal, das ist wohl etwas billig ausgedrückt!

Eulenspiegel: Eben. Ich sehe schon jetzt die vielen Dankschreiben von Radiobastlern und Amateuren, von Radioklubs, Pionierzirkeln und Arbeitsgemeinschaften. Der Ministerrat, das Volksbildungsministerium und Ihre VVB werden Sie belobigen; der Zentralrat der FDJ und der Zentralvorstand der GST überträgt Ihnen die Ehrenmitgliedschaft; alle Zeitungen werden Ihre Initiative würdigen. Man wird Ihnen noch einen Staatspreis verleihen!

Direktor: Einen Preis?! Aber wieso denn nur?

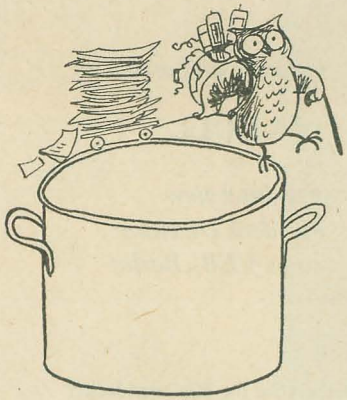
Eulenspiegel: Natürlich! Einen Preis für den neuen Preis der Bastler-Bausteine, die Sie im Rahmen Ihrer Konsumgüterproduktion herstellen. 5 Mark pro Stück, das läßt die polytechnische Bildung des gesamten werktätigen Volkes in ungeahnte Höhen steigen, das ist schon einen Preis wert!

Direktor: 5 Mark pro Stück?

Eulenspiegel: So sagte man mir.

Direktor: Glatte Verleumdung! Da fehlt doch eine Null!

Eulenspiegel: Sehr interessant! – Ich danke Ihnen für dieses kurzschlußreiche Gespräch ebenso hartherzlich.



Elektronische Randnotizen

Wenn einer eine Reise tut, dann kann er... Na, Sie wissen schon, was. Wenn einer einen kurzen Spaziergang durch die Gefilde der elektronischen Randgebiete unternimmt, kann er auch was. Bitte.
Gehen wir zuerst in die Vergangenheit und denken an unsere Schulzeit. Wie sagten auch wir? Chemie ist, wenn's stinkt und knallt. Von solchem Bewußtsein müssen heute noch einige Buchhändler durchdrungen sein.
Stellen Sie sich einmal vor, der Minister für Handel und Versorgung würde folgende Anordnung erlassen!

Anordnung!

An alle Fleischermeister und derartige Waren produzierende Betriebe.
Ab sofort darf die Schlackwurst nicht mehr Schlackwurst heißen. Es wurde festgestellt, daß manche Verzehrer dabei immer noch an den Winter denken müssen, wo sie die Schlacke wieder aus dem Ofen nehmen, andere denken an den Frühling, wo die Körper entschlackt werden, Autofahrer bekommen Platzangst wegen der Schlaglöcher, ja, es gibt Leute, die selbige Wurst nicht mehr kaufen, weil sie befürchten, einen Schlag zu bekommen.
Hach, denken Sie sicherlich. Solch ein Unsinn. Unsinn? Bitte: Es gibt

Buchhändler,

die haben sich über den Titel „Elektronisches Jahrbuch" beschwert. Sie sind der Meinung, dieses Buch würde wegen des Titels ungenügend gekauft. Die Käufer hätten Angst, weil sie beim Anfassen einen elektrischen

Schlag bekommen könnten. Na, Sie haben's ja schon gekauft, keinen Schlag bekommen, wenigstens keinen elektrischen, hoffentlich auch keinen seelischen, denn das Buch ist ja gut (!). Und um Ihre Schlackwurst brauchen Sie sich auch nicht zu sorgen.
Viel mehr Sorgen machen uns die

Bastler-Transistoren

Sie fallen zwar nur als Abfall bei der Herstellung der teuren Exemplare ab, aber kosten doch gutes Geld. Und nicht Otto Murks will diese Transistoren kaufen, sondern unsere Bastler tun das. Ist einer gewitzt, so geht er mit einem Meßgerät Transistoren einkaufen. Von 80 geprüften Stück sind dann garantiert 20 Stück für gut befunden. Die unbrauchbaren 60 Stück wandern in den Karton zurück und harren der Kunden ohne Meßgerät*. Betrug? Ach – warum so hart. Man nimmt's eben nicht so genau bei den Kleinigkeiten.
Weil wir gerade beim Thema Transistoren sind, möchte ich noch einige Kuriositäten (keine Kritik) offerieren. So war kürzlich in einem von einem Autor eingereichten Beitrag zu lesen:
„Für jeden, der öfters mit dem Ausmessen von Transistoren beschäftigt ist – beispielsweise um aus dem vorhandenen Vorrat für einen bestimmten Zweck geeignete Exemplare herauszufinden, übrigens kann man ein derartiges Prüfgerät auch beim Einkauf mitnehmen und damit auf dem Ladentisch z. B. unter den verbilligt angebotenen Bastlertransistoren geeignete Exemplare heraussortieren – für alle diese Zwecke lohnt sich ein Transistorprüfer mit etwas mehr Aufwand."
„Da Sie mein Manuskript Herrn X. zur Beurteilung gegeben haben, mußte Ihnen doch klar sein, daß er den Stoff nicht beherrschte."
Alles klar? Nichts gegen die Autoren, aber denken Sie auch mal an die Lektoren, die im stillen, dafür aber um so wirksamer wirken. Sonst würden Sie oft solche langwelligen Sätze lesen oder sich amüsieren über Konverfer, Pakazitäten, über Konterollen, Transvertreter, Spulen-Monogramme, Kultivibratoren, Murzschlüsse, Zerkacker u. v. a. m.
Zum Schluß noch einige Bemerkungen zu der wenig (kon-)taktvollen Verteilung von

Papier

in der elektronischen Industrie. Hier scheint folgende Formel vorzuherrschen: je kleiner das elektrotechnische Produkt, desto größer die dem Gegenstand mitgelieferte Erläuterungsbroschüre. Kaufen Sie sich mal

* Apropos Meßgerät: Kommen Sie nicht etwa auf die Idee, Drift-Transistoren mit dem „Transivar" messen zu wollen. Dabei könnten die Dingerchen „sterben" (sagt der Herstellerbetrieb). Frage: Womit messe man also? Vielleicht mit einem Thermometer – die Temperatur der Guten-Rat-Geber.

einen Batterie-Rasierapparat. Sie erhalten ohne großen Widerstand eine mit nicht wenig Spannung aufgemachte, sehr umfassende, mehrfarbige und auf bestem Papier gedruckte Broschüre. Und dann kaufen Sie sich mal eine Musiktruhe...
Oder: kaufen Sie mal nichts. Äußern Sie bloß mal den Wunsch, etwas kaufen zu wollen. Sie möchten sich vorher in den

Prospekten

ein wenig informieren. Da haben Sie aber die Rechnung ohne die VVB gemacht. Prospekte gibt's – aber nur auf der Leipziger Messe. Und das auch nur, wenn Sie auf Draht sind. Die routinierten Prospektesammler sind immer in der richtigen Leitung und schleppen derartige Raritäten kiloweise nach Hause. Bis es genügend Prospekte ganz normal – im Fachgeschäft – gibt, ist anscheinend noch ein weiter Weg.
Doch diesen zu gehen, haben wir jetzt weder Zeit noch Möglichkeit. Wir müssen uns nämlich verabschieden.

Hans-Werner Tschichhold

Halbleiter – überall dabei!

Vor 15 Jahren erfunden, ist der Transistor aus der modernen Technik nicht mehr wegzudenken. Klein wie ein Fingerhut, wie eine Erbse, ja winzig wie ein Reiskorn, leisten Transistoren und andere Halbleiterelemente im Funkwesen, in Steuer- und Regelanlagen, in Rechen- und Büromaschinen, in Hörhilfen und medizinischen Geräten, in Raketen, Satelliten und Raumschiffen unschätzbare Dienste.
Willst Du mehr über diese „Zauber"bausteine der Technik wissen, dann greif zu dem neuen populärwissenschaftlichen Buch des bekannten Autors

Walter Conrad

Streifzüge durch die Halbleitertechnik

in der Reihe „Bausteine des Wissens"

216 Seiten, 239 zweifarbige Abbildungen im Text, 24 Schwarzweißtafeln, Sachwortverzeichnis, L6 (16,7 x 24 cm), Leinen 12,– MDN

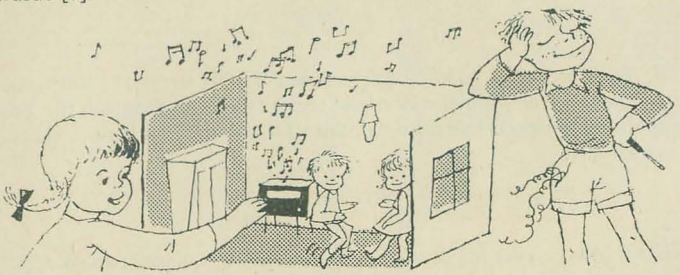
URANIA-VERLAG LEIPZIG · JENA · BERLIN

...und für die Puppenstube eine Musiktruhe –

Ing. Dieter Müller

den Transistor-Kleinempfänger mit eisenloser Endstufe

In [1] bis [3] wurden prinzipielle Wirkungsweise, Berechnungs- und Anwendungsbeispiele verschiedener Varianten von eisenlosen Endstufen behandelt. Die Vorteile dieser Schaltung, wie Vergrößerung des Wirkungsgrades durch Wegfall des Ausgangstransformators, relativ hohe Ausgangsleistung bei niedriger Batteriespannung und damit verbundene Raumeinsparung, geben Anlaß zu untersuchen, inwieweit diese Schaltung auch vom Amateur mit Erfolg verwendet werden kann. Dabei sollte auch erwähnt werden, daß in der Industrie der DDR dieser Weg von den „Vätern" des „Mikki" ebenfalls mit Erfolg beschritten wurde [7].



Die Endstufe

Wir untersuchen eine Endstufe, ähnlich der im „Mikki" verwendeten (Bild 1). Zunächst ist festzustellen, welchen Widerstand die Lautsprecherspule R_L aufweisen muß. Der minimale Lastwiderstand R_{Lmin} ergibt sich aus:

$$R_{Lmin} = \frac{\frac{U_B}{2} - U_{CEO}}{I_{Cmax}} \quad [\Omega].$$

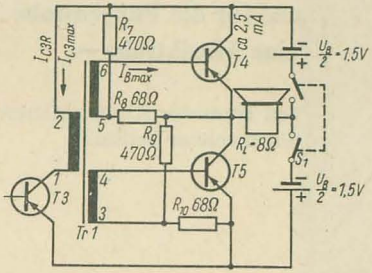


Bild 1 Prinzipschaltung der eisenlosen Endstufe (ähnlich Empfänger „Mikki")

Darin ist $U_B/2$ die halbe Batteriespannung bzw. die Spannung einer der beiden verwendeten Batterien (in diesem Falle 1,5 V) und U_{CEO} die Kollektorrestspannung bei maximalem Kollektorstrom I_{Cmax}. Sie liegt katalogmäßig bei den Transistoren OC 821 und OC 825 unter 0,55 V. Es fallen aber auch Exemplare an, deren Restspannung wesentlich tiefer liegt. Der maximal zulässige Kollektorstrom beträgt nach Katalogangaben beim OC 821 um 150 mA; für den OC 825 werden 135 mA angegeben.

Bei $U_{CEO} = 0{,}55\,V$; $I_{Cmax} = 135\,mA$; $\frac{U_B}{2} = 1{,}5\,V$ wird R_{Lmin}:

$$R_{Lmin} = \frac{1{,}5 - 0{,}55}{0{,}135} = 7{,}0\,\Omega.$$

Die Lautsprecher LP558 (Sternchen und T 100) sowie 121 K (Mikki) mit einem Schwingspulenwiderstand von 8 Ohm sind demnach für diese Schaltung geeignet. Die maximale Sprechleistung $P_{\sim max}$ kann bestimmt werden aus:

$$P_{\sim max} = \frac{U_{Lmax}^2}{2 \cdot R_L}\,(W).$$

Hierin ist U_{Lmax} der maximale Spitzenwert einer Halbwelle der Wechselspannung an der Lautsprecherspule R_L.

Für U_{Lmax} gilt:

$$U_{Lmax} = \frac{U_B}{2} - U_{CEO}.$$

Im vorliegenden Falle wird dann:

$$P_{\sim max} = \frac{(1{,}5 - 0{,}55)^2}{2 \cdot 8} = 0{,}056\,W.$$

Benutzt man Transistoren mit einer kleineren Kollektorrestspannung U_{CEO}, so steigt die maximal erreichbare Ausgangsleistung $P_{\sim max}$. Mit den

im Mustergerät verwendeten Transistoren, die eine Restspannung von etwa 0,25 V aufweisen, kann eine Ausgangsleistung erzielt werden von:

$$P_{\sim max} = \frac{(1{,}5 - 0{,}25)^2}{2 \cdot 8} = 0{,}098 \text{ W}.$$

In diesem Falle wird der maximale Kollektorstrom I_{Cmax}:

$$I_{Cmax} = \frac{\frac{U_{Bmax}}{2} - U_{CEO}}{R_L} = \frac{1{,}5 - 0{,}25}{8} = 0{,}156 \text{ A}.$$

Die genannten Maximalwerte von 150 mA (OC 821) und 135 mA (OC 825) werden dabei überschritten. Bei normaler Sprach- und Musikübertragung wird I_{Cmax}, sofern die Endstufe nicht stark übersteuert ist, nur kurzzeitig erreicht. Nach Angaben des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O. ist eine kurzzeitige Überschreitung der angegebenen Maximalströme in den hier auftretenden Grenzen durchaus zulässig. Der bei der Rechnung bisher nicht berücksichtigte Ruhestrom von etwa 2 bis 3 mA kann dabei ebenfalls noch in Kauf genommen werden.
Die maximale Verlustleistung P_{Cmax} eines Transistors in dieser Schaltung kann aus der Beziehung bestimmt werden:

$$P_{Cmax} = \frac{U_B^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_L} \text{ (W)}.$$

Bei der Batteriespannung von 3 V und $R_L = 8$ Ohm wird P_{Cmax}:

$$P_{Cmax} = \frac{3^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot 8} = 0{,}028 \text{ W}.$$

Der errechnete Wert für P_{Cmax} vergrößert sich noch um einen Anteil von 3 bis 6 mW, der durch den Ruhestrom der Endstufe hervorgerufen wird. Es ist also nicht erforderlich, die Endstufentransistoren mit einem Kühlblech zu versehen.
Die errechneten Werte für I_{Cmax} und $P_{\sim max}$ sind die bei maximaler Batteriespannung U_B und bei Durchsteuerung der Endstufe bis zur Kollektorrestspannung U_{CEO} erreichten Größen. Sinkt die Batteriespannung U_B, so werden die erreichbare Sprechleistung $P_{\sim max}$, der Maximalstrom I_{Cmax} und die Verlustleistung P_{Cmax} ebenfalls entsprechend kleiner. Bei einem Abfall der Batteriespannung von 3 V auf 2,5 V sinkt $P_{\sim max}$ von 98 mW auf 66,7 mW, I_{Cmax} von 156 mA auf 125 mA, P_{Cmax} von 28 mW auf 19,5 mW. Diese Werte der Ausgangsleistung werden ohne Zwischenschaltung eines (besonders bei Kleinausführungen stark

verlustbehafteten) Ausgangsübertragers an den Lautsprecher abgegeben; sie reichen völlig aus, einen Lautsprecher in Transistor-Kleinempfängern auszusteuern. Bei der Auswahl der Endstufentransistoren und bei der Dimensionierung der Schaltung muß größere Sorgfalt als bei Transformator-Endstufen aufgewendet werden. Beide Transistoren sollen möglichst den gleichen Stromverstärkungsfaktor, den annähernd gleichen Gleichstrom-Eingangswiderstand und eine kleine Kollektorrestspannung aufweisen.
Der Ruhestrom der Transistoren T4 und T5 wird mit Hilfe der Widerstände R7 und R8 bzw. R9 und R10 auf etwa 2 bis 3 mA eingestellt, dabei regelt man zweckmäßig den Emitterstrom von T 5 durch Verändern von R7 und R9 auf die gewünschte Größe. Anschließend wird das Meßinstrument in die Lautsprecherleitung geschaltet. Durch den Lautsprecher soll bei fehlender Aussteuerung kein Strom fließen. Ist ein Ausgleichsstrom festzustellen, so muß er durch Ändern von R7 oder R9 zu Null gemacht werden. Anschließend kontrolliert man nochmals den Emitterstrom von T 5. Weist dieser dann nicht die gewünschte Größe auf, so muß der ganze Vorgang wiederholt werden. Im Mustergerät wurden für die Spannungsteilerwiderstände je 470 Ohm und je 68 Ohm benutzt. Der Ruhestrom stellte sich dabei auf 2,5 mA ein. Er ist natürlich nicht nur vom Spannungsteilerverhältnis, sondern auch von Stromverstärkungsfaktor und Eingangswiderstand der Transistoren abhängig.

Die Treiberstufe

Da die Endstufentransistoren bis zu ihrem Maximalstrom ausgesteuert werden, benötigen sie bei Vollaussteuerung einen relativ großen Basis-Steuerstrom I_{Bmax}. Bei der Stromverstärkung β und dem Kollektorstrom I_{Cmax} wird der maximale Steuerstrom I_{Bmax}:

$$I_{Bmax} = \frac{I_{Cmax}}{\beta}.$$

Ist das Übersetzungsverhältnis des Treibertransformators von der Primär- zu einer Sekundärwicklung gleich ü, so wird der maximale Spitzenwert des Kollektorwechselstromes der Treiberstufe I_{C3max}:

$$I_{C3max} = \frac{I_{Cmax}}{\beta \cdot ü}.$$

Der Kollektorruhestrom des Treibertransistors I_{C3R} muß noch etwas größer als I_{C3max} sein, also $I_{C3R} > I_{C3max}$.
Weisen die Endstufentransistoren z. B. eine Stromverstärkung von $\beta = 20$ auf und der Treibertransformator ein Übersetzungsverhältnis von

ü = 3,3 (wie Treibertransformator im „Mikki“ [4]), so wird bei I_{Cmax} = 150 mA der Kollektorspitzenstrom des Treibertransistors:

$$I_{C3max} = \frac{150}{20 \cdot 3{,}3} = 2{,}26\ \text{mA}.$$

Der Ruhestrom I_{C3R} ist in diesem Falle auf etwa 3 mA einzustellen. Der Treibertransistor muß einen höheren Steuerstrom für die Endstufen liefern, als dies bei Gegentakt-Endstufen mit Übertragern erforderlich ist, die mit einer höheren Batteriespannung betrieben werden. Daraus ergibt sich zumeist die Notwendigkeit, eine zusätzliche NF-Verstärkerstufe vor die Treiberstufe zu schalten.

Die Kollektorrestspannung U_{CEO}

Besondere Bedeutung kam in den vorangegangenen Betrachtungen der Kollektorrestspannung U_{CEO} zu. Bild 2 zeigt das Kennlinienfeld eines Transistors OC 821 bzw. OC 825 mit einer eingezeichneten Widerstandsgeraden für den Lautsprecherwiderstand R_L = 8 Ohm bei einer Batteriespannung von $U_B/2$ = 1,5 V. Es ist zu erkennen, daß die Widerstandsgerade nach kleinen Kollektorspannungen U_{CE} zu die letzte Kennlinie schneidet. Der Kollektorstrom kann bei Vollaussteuerung nur bis zu diesem Schnittpunkt S ansteigen, die Kollektorspannung nur bis zu

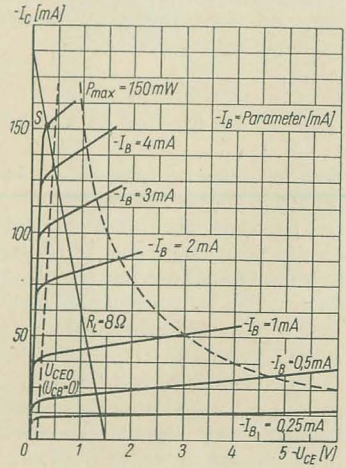


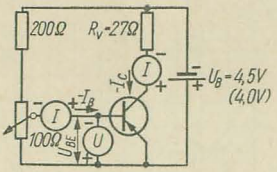
Bild 2 Kennlinienfeld (150-mW-Transistor) mit eingezeichneter Widerstandsgeraden für R_L = 8 Ω

diesem Punkt abfallen. Der Schnittpunkt gibt also den Maximalstrom an, der unter den im speziellen Falle vorhandenen Bedingungen ($U_B/2 = 1{,}5\,V$; $R_L = 8$ Ohm) fließen kann. Definierte man die dabei gemessene Kollektorspannung U_{CE} als Kollektorrestspannung, so bekäme man eine Größe, bei deren Anwendung sich einige Nachteile ergäben. Erstens ist die Lage des zur Definition der Restspannung herangezogenen Schnittpunktes von der äußeren Schaltung abhängig, zweitens liegt er im Kennlinienfeld auf dem steil abfallenden Teil, so daß im Betriebsfalle bei Aussteuerung des Transistors bis an diese Grenze starke Verzerrungen auftreten würden. Es ist daher erforderlich, eine Festlegung der Kollektorrestspannung zu verwenden, die diese Nachteile nicht aufweist. Eine verbreitete Definition der Kollektorrestspannung besagt (s. auch Unterlagen des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O.), daß die Kollektor-Basisdiode bei Kollektor-Emitterspannung aus dem gesperrten in den leitenden Zustand übergeht: es handelt sich um die Stelle auf der Kennlinie, an der die Kollektor-Basisspannung gleich Null oder die Kollektor-Emitterspannung gleich der Basis-Emitterspannung ist. Danach ergeben sich für verschiedene Kollektorströme unterschiedliche Restspannungen, die etwa durch die Lage des Knickes der jeweiligen Kennlinie gegeben sind (gestrichelte Linie in Bild 2). Es genügt, die Kollektorrestspannung beim maximalen Kollektorstrom zu messen. Für kleinere Ströme liegen die Restspannungen immer darunter.
Da bei den Bastlertransistoren (LA-Typen) keine Werte für die Kollektorrestspannung garantiert sind und ferner aus dem bisher Gesagten hervorgeht, daß es auch bei der Verwendung typisierter Transistoren von Interesse ist, den genauen Wert der Kollektorrestspannung zu kennen, soll ein einfaches Verfahren zur Messung der Kollektorrestspannung beschrieben werden.

Die Messung der Kollektorrestspannung U_{CEO}

Eine Schaltung zur Messung der Kollektorrestspannung, ähnlich der in [8] beschriebenen, zeigt Bild 3.
Der Kollektor des Transistors wird über einen Widerstand von 27 Ohm an die Spannungsquelle (4,5-V-Batterie) angeschlossen. Der Emitter liegt am Pluspol der Batterie, der Basisanschluß am Schleifer eines als Spannungsteiler geschalteten Drehwiderstandes. Vor Beginn der Messung wird der Schleifer des Drehwiderstandes an das emitterseitige Ende gestellt. Durch den Transistor fließt dann nur ein kleiner Reststrom. Der zwischen Kollektor und Emitter angeschlossene Spannungsmesser zeigt nahezu die volle Batteriespannung von 4,5 V an. Wird der Basis des Prüftransistors über den Schleifer des Drehwiderstandes eine negative Spannung zugeführt, so fließt ein Kollektorstrom I_C durch den Tran-

Bild 3 Schaltung zur Messung der Kollektorrestspannung



sistor. Die Spannung am Kollektor sinkt mit steigendem Kollektorstrom ab. Hat die Kollektorspannung ihren Tiefstand erreicht, dann sinkt sie also auch bei weiterer Vergrößerung der Basisspannung nicht mehr ab: Man befindet sich in der Nähe der Kollektorrestspannung. Mit dem Spannungsmesser wird die Kollektor-Basisspannung U_{CB} gemessen. Sie soll beim Erreichen der Kollektorrestspannung Null sein. Wenn erforderlich, ist die Basisspannung nachzuregeln, bis U_{CB} tatsächlich zu Null wird. Anschließend mißt man noch einmal die Kollektor-Emitterspannung. Der hierbei angezeigte Wert ist die Kollektorrestspannung U_{CEO}.

Dieses einfache Meßverfahren weist einen Fehler auf, der kurz untersucht werden soll. Wie man aus dem Schaltbild (Bild 3) und dem dazugehörigen Kennlinienfeld (Bild 4) ersehen kann, stellt sich der Kollektorstrom von 150 mA nur bei einer ganz bestimmten Kollektorspannung U_{CE} ein. Die Größe dieser Spannung ergibt sich aus:

$$U_{CE} = U_B - I_C \cdot R_v = 4{,}5 - 0{,}15 \cdot 27$$

$$= 4{,}5 - 4{,}05 = 0{,}45\,\text{V}.$$

Beträgt die Kollektorrestspannung des zu messenden Transistors also 0,45 V (ein annehmbarer Mittelwert dieses Parameters für in der Endstufe brauchbare Transistoren), so erfolgt die Messung von U_{CEO} tatsächlich bei einem Kollektorstrom von 150 mA. Bei Transistoren mit besonders kleiner Kollektorrestspannung, z.B. $U_{CEO} = 0{,}15$ V, stellt sich ein höherer Kollektorstrom ein.

In diesem Falle wird

$$I_C = \frac{U_B - U_{CEO}}{R_v} = \frac{4{,}5 - 0{,}15}{27} = 0{,}161\,\text{A}.$$

Da Transistoren mit einer Kollektorrestspannung von über 1 V für Übertragerendstufen kaum noch, für eisenlose Endstufen in der hier beschriebenen Art aber überhaupt nicht in Frage kommen, können diese außerhalb der Betrachtungen bleiben. Bei der maximal noch interessanten Kollektorrestspannung von 1 V würde sich ein Kollektorstrom einstellen von:

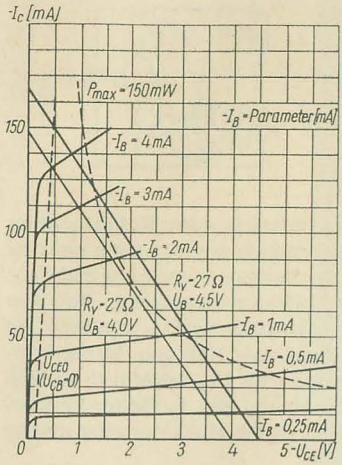


Bild 4 Zu Bild 3 gehörendes Kennlinienfeld

$$I_C = \frac{4{,}5 - 1}{27} = 0{,}130\ \text{A}.$$

Aus den Kennlinienfeldern (Bild 2 und 4) ist zu ersehen, daß der Meßfehler von U_{CEO} bei Kollektorstromabweichungen in der angegebenen Größe recht klein ist. Hinzu kommt, daß bei Transistoren mit kleiner Kollektorrestspannung U_{CEO} tatsächlich größere, bei solchen mit großer Restspannung kleinere Spitzenströme auftreten. Das Meßergebnis nach diesem Verfahren kommt demnach dem Betriebsfall sehr nahe, so daß man für den vorliegenden Anwendungsfall den Fehler vernachlässigen kann.

Aus Bild 4 ist zu entnehmen, daß die Widerstandsgerade für $R_v = 27$ Ohm und $U_B = 4{,}5$ V zum Teil oberhalb der Verlusthyperbel für $P_{max} = 150$ mW verläuft. Die in diesem Bereich maximal vorhandene Verlustleistung beträgt 186 mW. Es ist deshalb unbedingt erforderlich, den Transistor vor der Messung auf einem Kühlblech (Al, 20 cm^2) zu befestigen. Transistoren der Baureihe OC 825 vertragen dann wesentlich höhere Verlustleistungen. Die Katalogangaben für den OC 821 liegen nicht so günstig. Erfahrungsgemäß kann man aber auch diesem Transistor die auftretenden 186 mW kurzzeitig zumuten, ohne daß er Schaden nimmt, zumal diese Messungen vom Amateur bei einer Umgebungstemperatur unter 25 °C durchgeführt werden können. Weiter ist aus dem Kennlinienfeld (Bild 4) zu ersehen, daß die 150-mW-Hyperbel nur im Bereich zwischen den Kollektorspannungen von etwa 1,3 bis 3,2 V über-

schritten wird. Man sollte daher während der Messung nicht lange in diesem Bereich verweilen, sondern die Basisspannung zügig so weit erhöhen, bis die Kollektorspannung von 1,3 V unterschritten wird. Völlig gefahrlos ist dieses Verfahren, wenn man die Batteriespannung U_B auf 4 V verringert (Bild 4). Die 150-mW-Hyperbel wird dann nicht mehr geschnitten. Der Nachteil besteht darin, daß die Messung generell bei zu kleinen Kollektorströmen erfolgt. So stellt sich z. B. bei einer Kollektor- bzw. Kollektorrestspannung von 0,45 V ein Kollektorstrom von 131 mA ein gegenüber 150 mA bei 4,5 V Batteriespannung. Will man den daraus resultierenden Meßfehler für U_{CEO} in Kauf nehmen, so kann man bei Benutzung einer Batteriespannung von 4 V die Gefahr einer Überlastung von vornherein ausschließen.

Die Messung der Stromverstärkung β bei großen Strömen

Wie bekannt, sollen in Gegentakt-Endstufen verwendete Transistoren möglichst den gleichen Stromverstärkungsfaktor aufweisen. Mit den üblichen Transistor-Testern kann die Stromverstärkung nur bei Kollektorströmen von wenigen Milliampere gemessen werden. Um Verzerrungen der Endstufe bei großen Ansteuerungen möglichst klein zu halten, müssen aber die Transistoren auch bei großen Kollektorströmen (und kleinen Kollektorspannungen) annähernd den gleichen Stromverstärkungsfaktor aufweisen. Durch eine kleine Änderung der Schaltung nach Bild 3 läßt sich diese auch zur Messung des Stromverstärkungsfaktors bei großen Kollektorströmen verwenden.
Diese Messung erfolgt am besten unmittelbar nach der Restspannungsmessung. Es wird dann am Prüftransistor eine um etwa 0,2 bis 0,3 V höhere Kollektorspannung als die gemessene Restspannung eingestellt. In den Kollektorkreis schaltet man einen möglichst niederohmigen Strommesser (Bild 5) und mißt den Kollektorstrom I_C. Anschließend wird der Strommesser in die Basisleitung geschaltet und der Basisstrom I_B gemessen. Der Stromverstärkungsfaktor β ergibt sich dann aus:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}.$$

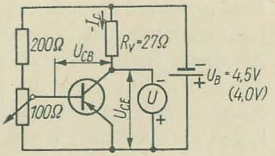


Bild 5 Schaltung zur Messung des Transistor-Eingangswiderstandes bei großen Kollektorströmen

Stellt man die beiden für die Endstufe vorgesehenen Transistoren auf den gleichen Kollektorstrom I_C ein, so sollen sich die Basisströme um nicht mehr als etwa 25% ihres Wertes unterscheiden.

Messung des Eingangswiderstandes R_E

Den Eingangswiderstand des Transistors bei großen Kollektorströmen kann man ebenfalls auf einfache Weise mit der Schaltung nach Bild 5 ermitteln. Es ist dann nur noch ein hochohmiger Spannungsmesser parallel zur Basis-Emitterstrecke zu schalten. Den Eingangswiderstand R_E errechnet man bei einem bestimmten Kollektorstrom aus der Beziehung:

$$R_E = \frac{U_{BE}}{I_B}.$$

Stehen mehrere Transistoren mit gleicher Stromverstärkung zur Auswahl, so verwendet man möglichst solche mit geringer Stromverstärkung und annähernd gleichem Eingangswiderstand. Weichen die Eingangswiderstände beider für die Endstufe vorgesehenen Transistoren in ihren Werten stärker voneinander ab (Verzerrungen bei größerer Aussteuerung), so kann man den Eingangswiderstand des Transistors mit kleinerem R_E durch einen zusätzlich in die Basisleitung geschalteten Widerstand an den des Transistors mit größerem R_E angleichen. Es ist noch zu berücksichtigen, daß die Spannungsteilerwiderstände R 8 und R 10 ebenfalls im Basiskreis liegen und zum Eingangswiderstand addiert werden müssen, wenn man den in der Schaltung wirksamen Eingangswiderstand ermitteln will. Da an R 8 und R 10 bei Aussteuerung der Endstufe ein Wechselspannungsabfall auftritt (sie verbrauchen also Steuerleistung, die die Treiberstufe zusätzlich liefern muß), sollen sie möglichst kleingehalten werden.

Anwendung

Diese Schaltung kann überall dort benutzt werden, wo auf kleinem Raum eine möglichst leistungsstarke Endstufe benötigt wird, insbesondere dann, wenn nur eine niedrige Batteriespannung zur Verfügung steht. Dies ist immer dann der Fall, wenn man auf Spezialbatterien verzichtet und handelsübliche Zellen, wie das EAaT-Element, verwendet.
An dieser Stelle sei noch der Vorschlag gemacht, eine solche relativ billige eisenlose Endstufe in die Reihe der Amateur-Elektronik-Bausteine aufzunehmen. Diese Endstufe müßte im Preis wesentlich günstiger liegen als der Baustein GES 4–1 bei annähernd gleicher Leistung. Auf

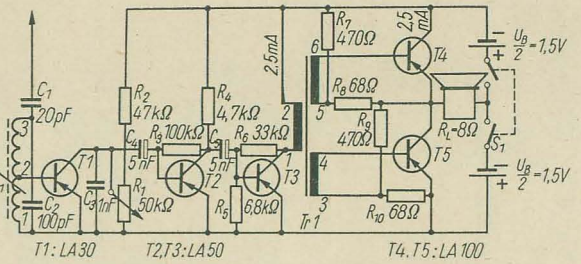


Bild 6 Schaltung des Empfängers mit eisenloser Endstufe für die Puppenstuben-Musiktruhe

Grund der bekannten Vorteile dieser Schaltung sowie der Tatsache, daß ihre Dimensionierung infolge des erforderlichen meßtechnischen Aufwandes dem unerfahrenen Amateur möglicherweise einige Schwierigkeiten bereiten kann, dürfte ein solcher Baustein das Programm der Amateur-Elektronik-Reihe sinnvoll ergänzen.

Der Puppenstuben-Empfänger

Zum Schluß sei noch kurz ein Kleinstempfänger (Puppenstuben-Radio) beschrieben, bei dem die eisenlose Endstufe verwendet wurde. Die Schaltung des Kleinstempfängers zeigt Bild 6. Die Endstufe wurde bereits ausführlich behandelt. Als Treibertransformator Tr 1 hätte sich der Übertrager des „Mikki" gut geeignet. Da dieser nicht greifbar war, mußten auf einen wesentlich größeren Kern M 20 die benötigten Wicklungen aufgebracht werden. Der Ruhestrom des Treibertransistors T 3 wurde auf 2,5 mA eingestellt. Verwendet man Endstufentransistoren mit kleinerer Stromverstärkung als im Mustergerät ($\beta \approx 40$), so muß der Ruhestrom I_{C3R} auf einen höheren Wert eingestellt werden. Die Vorstufe mit dem Transistor T 2 ist als normaler RC-Verstärker geschaltet.
Der Eingangsteil wurde in Anlehnung an eine in [5] beschriebene Schaltung aufgebaut. Diese Schaltung entspricht etwa der Anodengleichrichtung bei Röhren. Sie zeichnet sich durch höhere Empfindlichkeit, größere Trennschärfe und geringeres Rauschen gegenüber einem Diodeneingangsteil und durch einfacheren Aufbau und leichtere Bedienbarkeit gegenüber dem Rückkopplungsaudion aus. Sie stellte deshalb im vorliegenden Falle eine optimale Lösung für den Eingangsteil dar. Als Schwingkreisinduktivität wurde die gleiche Würfelspule wie in [6] verwendet. Der Empfänger ist mit den angegebenen Werten auf den Berliner Rundfunk (611 kHz) abgestimmt. Bei Verwendung eines (leider erst

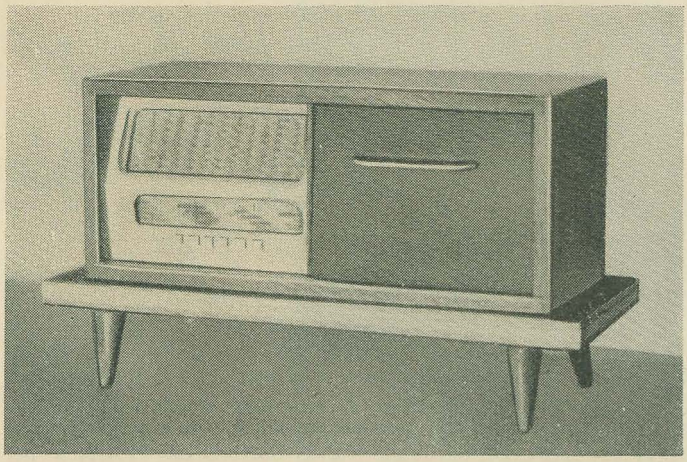


Bild 7 Vorderansicht der Puppenstuben-Musiktruhe

nach Fertigstellung des Mustergerätes in den Handel gelangten) Subminiatur-Drehkondensators des VEB Keramische Werke Hermsdorf (Bild 10) mit einer Endkapazität von etwa 250 pF kann man den Eingangsteil durchstimmbar gestalten. Außerdem ist es natürlich möglich, an Stelle der Würfelspule eine Ferritantenne zu verwenden.

Der Aufbau des Gerätes erfolgt in einem sogenannten „Fernsehschrank" für die Puppenstube (Bild 7), wie er in Spielzeuggeschäften erhältlich ist. Zunächst muß das „tote Material", das den Innenraum des Gehäuses nahezu ausfüllt, entfernt werden. In das linke Gehäusefach, von hinten gesehen, wird die Gegentakt-Endstufe, die Treiber- und die Vorstufe eingebaut, in das rechte Fach der Eingangsteil und die Batterien (Bild 8). Beide Baugruppen befinden sich auf Hartpapierplatten, die man in die beiden Gehäusekammern einpaßt. Der „Sternchen"-Lautsprecher, dessen großer Korbdurchmesser einen günstigeren Einbau in das Gehäuse nicht erlaubt, befindet sich an der Rückwand (Bild 9). Als „Schandfleck" angesehen werden muß der unter dem Gehäuse befestigte 2polige Schalter. Diese Art der Montage war nötig, da sich ein kleinerer 2poliger Schalter nicht beschaffen ließ.

Nach der gleichen Schaltung kann auch ein Taschenempfänger aufgebaut werden, dessen Abmessungen bei Verwendung der hoffentlich recht bald erhältlichen Teile des „Mikki" wie Ferritstab mit Spule, Lautsprecher, Treibertransformator und Lautstärkeregler mit 2poligem Schalter, sehr klein sein können.

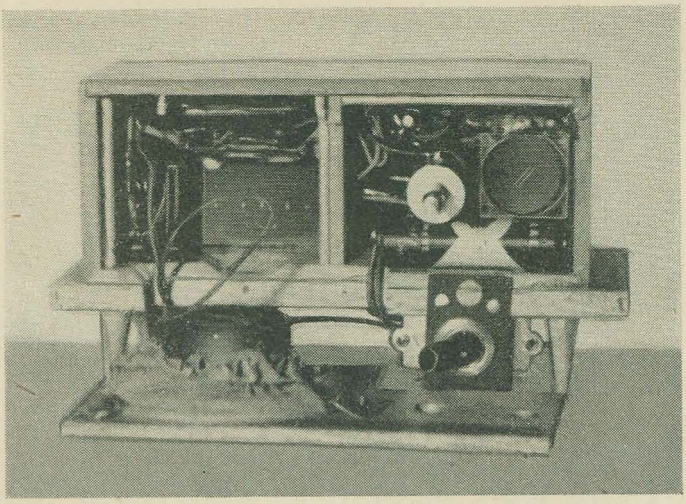


Bild 8 Blick in das Gehäuse der kleinen Musiktruhe

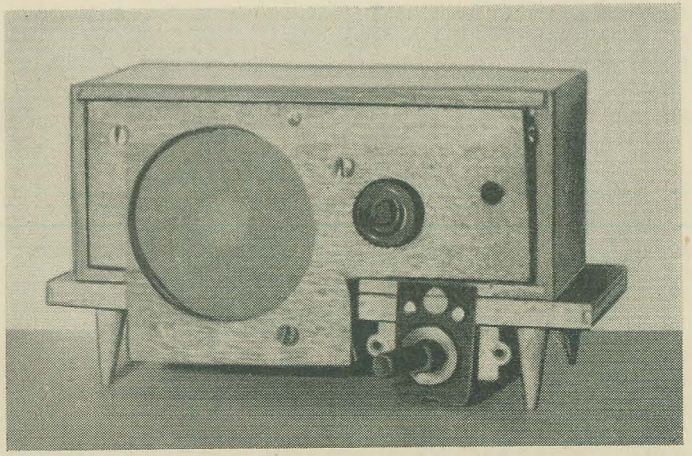


Bild 9 Rückansicht der Puppenstuben-Musiktruhe

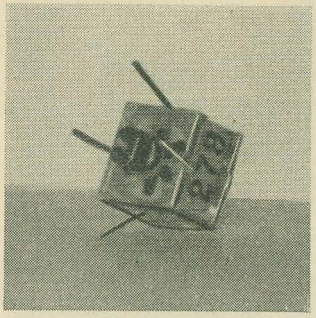


Bild 10 *Ansicht des Drehkondensators für den Empfänger „MIKKI" (Hersteller VEB Keramische Werke Hermsdorf)*

Literatur

[1] *Dannowski, Klaus*, Eisenlose Endstufen mit Transistoren, radio und fernsehen 1960, H. 17, S. 547–549; H. 18, S. 590–592.

[2] *Rathmann, Klaus*, Probleme der eisenlosen Endstufe, radio und fernsehen 1962, H. 24, S. 770–773, 1963 H. 1, S. 20–22; H. 2, S. 56–59.

[3] *Grob, W.*, Eisenlose Endstufen mit Transistoren, funkamateur 1963 H. 6, S. 193.

[4] funkamateur, Sonderausgabe 1963, S. 31.

[5] *Schlenzig, K.*, Bauanleitung für einen Taschenempfänger mit L-Abstimmung, radio und fernsehen 1963, H. 16, S. 505–507.

[6] *Müller, D.*, Bauanleitung: Die Musiktruhe in der Puppenstube, radio und fernsehen 1963, H. 23, S. 722–723.

[7] *Bernhard, Ernst*, Mikki, unser kleinster Taschenempfänger, radio und fernsehen 1963, H. 24, S. 748–750.

[8] *Tilgner, H.*, Entwurf und Aufbau eines Transistormeß- und -sortierautomaten, Nachrichtentechnik 1963, H. 1.

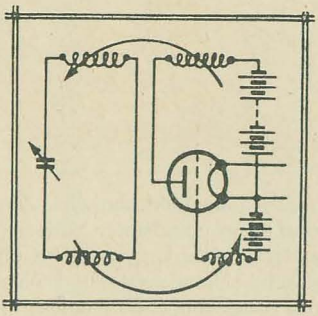
Wickeldaten für die Schwingkreisspule L 1

Wickelkörper: Würfelspule
Wicklung I: 65 Wdg., 0,20 mm ∅, Cul, Anschl. 1–2.
Wicklung II: 70 Wdg., 0,20 mm ∅, Cul, Anschl. 2–3.

Wickeldaten für den Treibertransformator Tr 1

Kerngröße: M 20
Kernblech: M 20 × 0,1 eventuell auch M 20 × 0,2.
Kernwerkstoff: Normaperm, eventuell auch Dyn. Bl. IV.
Wicklung I: 660 Wdg., 0,1 mm ∅, Cul, Anschl. 1–2.
Wicklung II: 200 Wdg., 0,1 mm ∅, Cul, Anschl. 3–4.
Wicklung III: 200 Wdg., 0,1 mm ∅, Cul, Anschl. 5–6.

Probleme der Schaltung von damals



Zur Kurzwellen-Empfangstechnik

Funkschau 1929: „In einem Aufsatz des Funk-Magazins, 29, 4, S. 352, der sich mit der Wellenkonstanz bei Kurzwellensendern beschäftigt, wird angegeben, daß die in Bild 1 gezeigte Rückkopplungsschaltung durch vorzügliche Konstanz ausgezeichnet sein soll ... Man wird diese Schaltung mit Vorteil auch für andere Zwecke, so beim Oszillator eines Supers, in Anwendung bringen können."

Wie weit zurück...

Zur UHF-Technik

... und wie weit voraus war man doch damals, seinerzeit:

Funkschau 1929: „... Recht interessant ist auch ein Bericht von Konjiro Okabe, Tohoku Imperial University, Sendai, Japan, in den Proceedings, 17, 4, S. 652, dem es mit Hilfe von Magnetronröhren – es sind das kleine Verstärkerröhren, an denen außen starke Elektromagnete angebracht sind, so daß der Elektronenstrom im Innern der Röhre in einem magnetischen Feld verläuft – gelungen ist, Schwingungen bis herab zu 5,6 cm Wellenlänge und der Frequenz 5 350 000 000 Perioden pro Sekunde zu erzeugen."

Wir neigen heute oft dazu, von der hohen Warte unseres technischen Standes Notizen wie die beiden vorangegangenen mit geringschätzigem Lächeln zu bewerten. Aber seien wir ehrlich: Wer von uns wußte – und hätte es für möglich gehalten –, daß es damals bereits den Begriff „Magnetron" gab (die Leser, die „von Berufs wegen" mit der geschichtlichen Entwicklung vertraut sind, einmal ausgenommen)?!

Dipl.-Physiker
Hans-Joachim Fischer

Zweiter Frühling einer bejahrten Schaltung

Transistor-Einbereichsuper – einfach, aber leistungsfähig

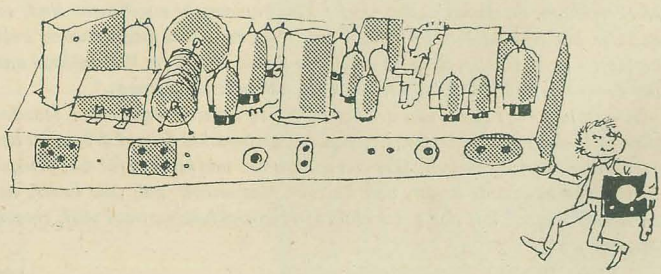
Wer in alten funktechnischen Zeitschriften geblättert hat, der kennt den zum Super umgebauten Volksempfänger noch. Es handelte sich um ein einfaches Überlagerungsgerät ohne Vorselektion mit nur einem Abstimmdrehkondensator und hoher Zwischenfrequenz unter Beibehaltung des rückgekoppelten Audions als Empfangsgleichrichter, jedoch nunmehr auf der ZF! Als Zugabe zu diesem Prinzip bekam man noch den Mittel- und Langwellenbereich nacheinander bei einer Drehung des Drehkondensators um 180°.
Es erscheint sowohl sinnvoll als auch verlockend, dieses alte Prinzip wieder auszugraben und mit modernen Transistoren zu neuem Leben zu erwecken. Bisher sind derartige Versuche nicht bekannt geworden, so daß sich hier eigenes Experimentieren durchaus lohnt.
Wie arbeitet nun der Einbereichsuper?
Es ist bekannt, daß zwischen der Empfangsfrequenz und der Zwischenfrequenz eines Supers folgende Beziehung besteht:

$$f_o - f_e = f_z$$

oder

$$f_e - f_o = f_z;$$

f_e = Empfangsfrequenz, f_o = Oszillatorfrequenz und f_z = Zwischenfrequenz.



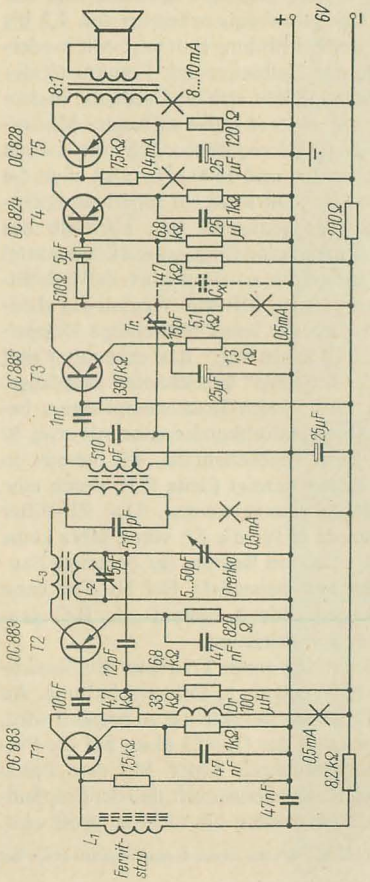
Für den Fall des üblichen Mittelwellensupers mit 468 kHz ZF ergibt sich z. B. für die Empfangsfrequenz 1 MHz eine Oszillatorfrequenz von 1,468 MHz im ersten und 532 kHz im zweiten Fall. Meist legt man den Oszillator frequenzmäßig höher, weil man dann den Gleichlauf besser beherrscht (Eingangskreis und Oszillatorkreis müssen bei der Abstimmung so verändert werden, daß die ZF konstant bleibt). Dies geht nur exakt an drei Punkten der Skala, sonst gibt es kleine Abweichungen vom Idealwert.

Wählt man nun eine höhere Zwischenfrequenz, zum Beispiel 2 MHz, dann sieht die Sache anders aus. Für den Eingangsfrequenzbereich von 200 bis 1600 kHz ergibt sich ein Oszillatorfrequenzbereich von 2,2 bis 3,6 MHz. Die andere Möglichkeit der ZF-Bildung fällt weg. Mit modernen Diffusionstransistoren, wie sie das Halbleiterwerk Frankfurt/Oder seit einiger Zeit liefert (OC 882 oder 883), läßt sich ein Oszillator in dem obengenannten Frequenzbereich ohne weiteres stabil aufbauen. Man erhält bei Durchstimmung im genannten Frequenzbereich mit diesem Empfänger alle Frequenzen zwischen 200 und 1600 kHz (also auch die internationale Seenotwelle von 500 kHz). Die sonst bei Superhetempfängern gefürchtete Spiegelfrequenz liegt genügend weit oberhalb des Empfangsfrequenzbereichs, so daß man keine Eingangsselektionsmittel benötigt. Am besten wird der Eingangskreis so ausgeführt, daß er breitbandig im Bereich von 200 bis 1600 kHz ist. Mit dem Wegfall des abzustimmenden Eingangskreises fällt auch der sonst notwendige Doppeldrehkondensator und das Gleichlaufproblem weg.* Klar erkennbar sind die Vorteile dieses früher auch als „Infradyn" bezeichneten Empfangsprinzips. Für den Aufbau eines Zweibereich-Taschenempfängers benötigt man nur einen einfachen Abstimmdrehkondensator mit etwa 50 bis 100 pF Endkapazität. Diese kann gegebenenfalls, wie bereits in einem anderen Beitrag des Jahrbuches gezeigt (Seite 127), durch eine spannungsabhängige Kapazitätsdiode ersetzt werden. Das ZF-Filter muß man allerdings selbst wickeln, da es für die ZF von 2 MHz keine fertigen Filter gibt (vielleicht findet sich ein Betrieb, der derartige Bauteile entsprechend schnell und preiswert herstellt!). Der NF-Teil kann in üblicher Weise ausgeführt werden, entweder A-Eintakt- oder B-Gegentakt-Endstufe, je nach gewünschter Sprechleistung.

Betrachten wir nun die einfache Schaltung dieses Transistor-Einbereichsupers: T1 ist eine breitbandige HF-Vorstufe in Emitterschaltung. An der Basis liegt die Ferritantenne L_1, deren Induktivität so gewählt wird, daß sie mit der Basis-Emitter-Kapazität des OC 883 einen auf die Frequenz 1000 kHz abgestimmten Resonanzkreis bildet. Mit dem Basisspannungsteilerwiderstand ist dieser Kreis so bedämpft, daß der Empfindlichkeitsabfall nach langen und kurzen Wellen hin nicht zu groß wird.

* Besser noch benutzt man einen LC-Tiefpaß, dessen obere Grenzfrequenz etwa bei 2 MHz gelegt wird.

Der angegebene Wert von 1,5 kOhm kann sich je nach Transistorexemplar etwas ändern, das muß man von Fall zu Fall zur Erzielung optimaler Empfangsbedingungen ausprobieren. Der Kollektorstrom des HF-Verstärkers T1 wird auf 0,5 mA eingestellt, dann muß zwischen Emitter und Kollektor eine Spannung von 3 V liegen (Prinzip der halben Speisespannung). Dies kann man mit einem hochohmigen Voltmeter (R_i größer als 20 kOhm pro Volt!) messen. Als Außenwiderstand wird ein Widerstand von 4,7 kOhm verwendet, dem man im Bedarfsfalle eine



Schaltung des Transistor-Einbereich-Supers
Alle Widerstände 0,10 W (neue Widerstandswerte nach TGL benutzt); alle Kondensatoren bis 50 nF sind Epsilanscheiben-Kondensatoren (KWH); Elkos haben 6/8 V Spannung

HF-Drossel von 0,1 mH nachschaltet (gestrichelt gezeichnet). Durch das Einschalten der Drossel wird der effektive Außenwiderstand der Stufe mit wachsender Frequenz größer, und damit kompensiert man den Abfall der Stufenverstärkung nach hohen Frequenzen hin, der durch die Frequenzabhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors β auftritt. Die verstärkte HF-Spannung wird kapazitiv an die Basis des selbstschwingenden Mischers T2 geführt. Im Kollektorkreis liegt die Rückkoppelspule des Oszillatorkreises und der Primärkreis des ZF-Filters. Die erzeugte Oszillatorspannung wird über eine kleine Kapazität von 10 bis 15 pF an die Basis geführt, wo die Mischung mit der Eingangsfrequenz stattfindet. Auch die zweite Stufe wird auf einen Kollektorstrom von 0,5 mA durch Verändern der Basis-Spannungsteilerwiderstände eingestellt. Die dritte Stufe ist ein Transistoraudion mit Rückkopplung. Auch hier wird wie bei T1 und T2 der HF-Diffusionstransistor OC 883 verwendet. Die Lösung des Demodulatorproblems durch ein rückgekoppeltes Audion bringt hier drei Vorteile:

1. Man erzielt bei geringstem Aufwand eine hohe Empfindlichkeit, weil das Audion schon bei kleinen HF-Spannungen anspricht. Würde man eine Diodengleichrichtung verwenden, müßte man mindestens noch eine ZF-Stufe einbauen.
2. Durch die Rückkopplung des ZF-Filters wird eine hohe Trennschärfe erzielt, die sich im Mittelwellenbereich auf Grund der dichten Besetzung mit Sendern bezahlt macht. Allerdings leidet bei zu starker Rückkopplung die Wiedergabequalität des Empfängers.
3. Auf Grund der Tatsache, daß das Audion auf einer festen Frequenz, der Zwischenfrequenz von 2 MHz, arbeitet, kann die Rückkopplung fest eingestellt und dann „vergessen" werden.

Der im Kollektorkreis des Audions liegende Kondensator C_x dient zur Ableitung unerwünschter HF. Seine Größe bestimmt Form und Zeitpunkt des Rückkopplungseinsatzes. Der Wert kann je nach Transistorexemplar zwischen 100 und 5000 pF schwanken; er muß auf optimalen Wert praktisch erprobt werden.

Der sich an das Audion anschließende zweistufige NF-Verstärker zeigt keine Besonderheiten. Als T4 verwendet man den rauscharmen OC 824, während die Endstufe T5 mit dem OC 828 bestückt ist. Der Kollektorstrom von T4 wird auf 0,4 mA eingestellt, während man die Endstufe mit 10 mA Kollektorstrom betreibt. Als Lautsprecher eignet sich sowohl ein hochohmiger Typ (800 Ohm) als auch der bekannte LP558 mit Ausgangsübertrager 800 Ohm zu 8 Ohm.

Der Aufbau ist unkritisch, man muß nur auf gute Entkopplung zwischen Ferritantenne, Oszillatorspule und ZF-Filter achten. Die Oszillatorspule wurde auf einen Körper des „Sternchen"-Oszillatorkreises gewickelt. Sie hatte 35 Windungen, 0,12-CuLS, als L2. Die Rückkopplungsspule L3 besaß 9 Windungen des gleichen Drahtes. Auf die Ferrit-

antenne (ebenfalls vom Sternchen) wurden 80 Windungen, 0,15-CuLS, einlagig aufgewickelt und befestigt (möglichst in der Mitte des Ferritstabes). Die ZF-Spulen haben eine Induktivität von 12,5 µH. Bei L 5 wird bei $^1/_3$ der Windungszahl vom kalten Ende aus eine Anzapfung vorgesehen. Es wurde bewußt auf Angabe eines Kernes verzichtet, da der Amateur doch je nach Vorhandensein geeigneter Spulenkörper und Kerne seinen eigenen Aufbau durchführt.
Verwendet man als Spulen geschlossene Ferritkerne, so muß das Bandfilter kapazitiv gekoppelt werden. Dies geschieht (gestrichelt eingezeichnet) durch einen kleinen Kondensator, der die beiden heißen Enden der Kreise verbindet. Seine Größe liegt bei 2 bis 5 pF. Wenn der Klang im rückgekoppelten Zustand zu schlecht ist, dann ist dieser Kondensator zu vergrößern. Mit dem Oszillatortrimmer von 5 pF Maximalwert ist der Empfangsbereich so einzustellen, daß die Frequenzen von 200 bis 1600 kHz empfangen werden können. Die Speisung erfolgt aus zwei Stabbatterien in Serie oder, wenn man das Gerät sehr klein aufbauen will, durch vier Miniaturelemente EaAT 1,5 V (wie sie im Transistorempfänger T 100 verwendet werden).
Mit dieser Schaltung kommt der experimentierende Amateur relativ leicht vom Einkreiser zum Super. Die Empfangsergebnisse sind verhältnismäßig gut, im Raum Berlin können etwa 6 bis 7 Sender einwandfrei und trennscharf empfangen werden.

Wahre Begebenheit

Der Fachverkäufer eines Rundfunkgeschäftes erklärt einem Kunden sehr geduldig und sehr ausführlich die verschiedenen Vorteile von Antennen, insbesondere, welchen Antennengewinn der Kunde damit gegenüber seiner bisherigen Behelfsantenne erzielen könne. Der Kunde nickt zu allem sehr verständig, kauft dann eine Antenne und fragt zum Schluß: „Ach ja – und wann erscheint die Gewinnliste?"

Kybernetik – keine Geheimwissenschaft

Dipl.-Math. Claus Goedecke

Im Verlauf der letzten Jahre hat eine neue Wissenschaft die Aufmerksamkeit auf sich gezogen, die trotz ihrer Jugend bereits beträchtliche Erfolge für sich in Anspruch nehmen kann: die Kybernetik.

Das Wort stammt von dem altgriechischen „kybernetikos". Schon Plato verwendete den Begriff „Kybernetik", die Kunst des Steuermannes, im übertragenen Sinne als die Kunst von der Lenkung des Staates. Auch von dem französischen Physiker Ampère wurde dieser Begriff in einem ähnlichen Zusammenhang verwendet. Die moderne Definition der Kybernetik stammt aber erst aus dem Jahre 1948, als *Wiener* in seinem Buch „Cybernetics" die Grundzüge einer neuen Wissenschaft darlegte, der er den Namen „Kybernetik" gab. Durch umfangreiche Arbeiten, hauptsächlich auf dem Gebiet der Steuerung elektronischer Anlagen, und durch die Zusammenarbeit mit einer Gruppe von Gelehrten, unter ihnen der mexikanische Physiologe *A. Rosenblueth*, kam Wiener zu der Erkenntnis, daß die Prozesse der Steuerung und Übermittlung von Signalen in technischen Einrichtungen und lebenden Organismen wesentliche Ähnlichkeiten aufweisen.

Auf Grund dieser Feststellungen wurden in den Folgejahren in den verschiedensten Ländern, hauptsächlich aber in den USA und in der Sowjetunion, Untersuchungen durchgeführt, die sich mit der Bedeutung und den Anwendungsmöglichkeiten sowie mit der Weiterentwicklung der Kybernetik beschäftigten. Dabei zeigte sich, daß im heutigen Entwicklungsstadium die Möglichkeiten und Grenzen der Kybernetik noch längst nicht vollständig zu überblicken sind. Es konnte demzufolge auch noch keine eindeutige Definition der Kybernetik gefunden werden. Nach den bisherigen Ergebnissen kann man aber den Inhalt der Kybernetik dahingehend definieren, daß durch sie die Eigenschaften steuernder, selbstregulierender und selbstorganisierender Systeme und die dabei geltenden Gesetzmäßigkeiten untersucht werden.

In der breiten Öffentlichkeit bestehen jedoch noch erhebliche Unklarheiten über Sinn und Inhalt der Kybernetik. Veröffentlichungen, die die Kybernetik einem geheimnisvollen Zauberer gleichsetzen oder ihr irgend-

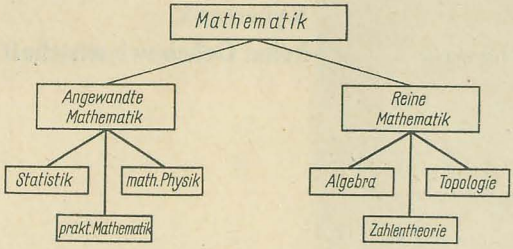


Bild 1 Schema der Spezialisierung in der Mathematik

welche Wunderdinge zuschreiben, waren nicht dazu geeignet, das erforderliche Verständnis für diese Wissenschaft zu wecken und zur Beschäftigung mit ihren Problemen anzuregen.

Das Entstehen der Kybernetik stellt mehr oder weniger das Ergebnis einer logischen Entwicklung dar, die durch die ständig zunehmende Spezialisierung in den einzelnen Fachrichtungen bedingt war. Während es früher dem Gelehrten möglich war, den größten Teil des Wissens seiner Zeit zu beherrschen, während er später außer in seinem Fach wenigstens noch in den Nachbargebieten Bescheid wußte, ist in der heutigen Zeit, da die Entwicklung von Wissenschaft und Technik mit Riesenschritten voranschreitet, der Umfang der gesamten wissenschaftlichen Erkenntnisse so stark angewachsen, daß sich der Wissenschaftler nicht nur auf sein Fachgebiet, sondern sogar innerhalb seines Fachgebietes auf ein bestimmtes Teilgebiet spezialisieren muß. So konnte noch im vergangenen Jahrhundert ein Mathematiker gleichzeitig Physiker und Philosoph sein; heute aber arbeitet er innerhalb der reinen Mathematik, der angewandten Mathematik oder der Wirtschaftsmathematik auf einem Spezialgebiet, also beispielsweise als Algebraiker oder Statistiker. In Bild 1 ist solch eine Aufteilung der Mathematik in Spezialgebiete einmal schematisch dargestellt; dabei sind aber nur einige wichtige Spezialgebiete herausgegriffen, und es kann damit natürlich kein Anspruch auf Vollkommenheit erhoben werden.

Durch die Spezialisierung verlor der Wissenschaftler allerdings leicht den Blick für sein Nachbargebiet. Jeden beschäftigten die eigenen Probleme, jeder benutzte spezielle Untersuchungsmethoden. Nun hatten aber viele wissenschaftliche Entdeckungen aus der Geschichte bewiesen, daß sie nur durch das Zusammenwirken verschiedener Wissenschaften möglich geworden waren, daß spezielle Untersuchungsmethoden auch mit Erfolg auf einem anderen Gebiet angewandt werden konnten. So gelangte man zu der Erkenntnis, daß neben der fortschreitenden Spezialisierung gleichzeitig gewisse Querschnittsverbindungen auch zwischen

unterschiedlichen Forschungsgebieten geschaffen werden müßten, um gemeinsame Züge erkennen und befruchtend aufeinander einwirken zu können.
Bei den Prozessen der Steuerung hatte man diese Analogien im Funktionsablauf von Maschinen und lebenden Organismen zwar schon früher erkannt, aber erst in den letzten Kriegsjahren und in der Nachkriegszeit, als umfangreiche Arbeiten zur Projektierung technischer Steuerungen durchgeführt werden mußten, stand man vor der Notwendigkeit, sich mit den Gesetzen der Steuerung ausführlicher und in einem weiteren Sinne zu beschäftigen.
Die Kybernetik, die aus den geschilderten Gründen oft als eine Querschnittswissenschaft bezeichnet wird, ist also nicht eine geheimnisvolle Erfindung, erdacht von einem genialen Geist, den *Norbert Wiener* unzweifelhaft darstellt, sondern die Fortsetzung einer folgerichtigen Entwicklung. Dabei kommt aber *Norbert Wiener* das Verdienst zu, als einer der ersten diese Zusammenhänge richtig erkannt, niedergeschrieben und damit zur Wissenschaft erhoben zu haben.
Die Idee von der Entwicklung automatischer Steuereinrichtungen für technische Prozesse liegt bereits weit zurück. Solange der Mensch die Steuerung bestimmter Prozesse allein übernahm, hing auch das Ergebnis des Prozesses hauptsächlich vom Menschen selbst ab, von seiner körperlichen Verfassung, seiner Reaktionsgeschwindigkeit. Bald aber lernte es der Mensch, bestimmte Steuerungsvorgänge von der Maschine selbst durchführen zu lassen. So beschrieb beispielsweise *Ramelli* (1588)

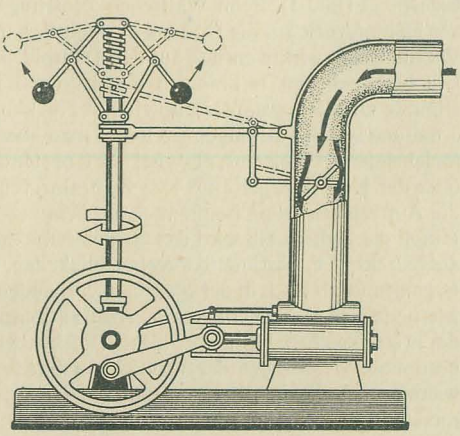


Bild 2 Wattscher Zentrifugalregler

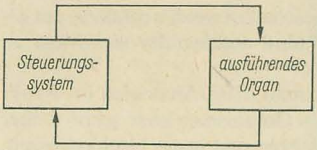


Bild 3 Schema der Rückkopplung

eine Steuereinrichtung, durch die die Drehgeschwindigkeit eines Mühlsteines konstantgehalten wurde. Später wuchs dann die Bedeutung der Anwendung automatischer Steuerungen beträchtlich, und zwar im Zusammenhang mit der Ausnutzung der Dampfkraft. So bestand eine der Hauptschwierigkeiten in der Regulierung der Dampfzufuhr, und erst als *James Watt* die Erfindung eines automatischen Dampfverteilers gelungen war, kam es zu einer breiten Anwendung der Dampfmaschine und zur Entstehung der verschiedensten Maschinen mit Dampfbetrieb.

Einer der bekanntesten Regelautomaten aus jener Zeit war der Wattsche Zentrifugalregler (Bild 2). Er hatte die Aufgabe, die Geschwindigkeit der Maschine bei wechselnder Belastung mittels Regulierung der Dampfzufuhr konstantzuhalten. Durch den Dampfdruck dreht sich eine Welle, an der zwei Kugeln befestigt sind, die unter dem Einfluß der Fliehkraft nach außen streben und das Ventil um so mehr öffnen, je weiter die Kugeln sich seitlich entfernen und umgekehrt.

Innerhalb der beschriebenen Mechanismen ist zu erkennen, daß die Information in zwei Richtungen verläuft: einmal vom Steuerungssystem zum Ausführungsorgan, zum anderen vom Ausführungsorgan wieder zurück zum Steuerungssystem, indem von dort das Ergebnis der Operation mitgeteilt wird. Eine solche Verbindung wird als Rückkopplung bezeichnet (Bild 3). Beim Wattschen Zentrifugalregulator wirkte dabei der Dampfdruck auf die Öffnung des Ventiles, und die Veränderung der Ventilöffnung wirkte zurück auf den Dampfdruck.

Die beschriebenen technischen Regelsysteme halten jeweils eine bestimmte Größe konstant. Beispiele mit Rückkopplungen zur Aufrechterhaltung stabiler Bedingungen findet man aber auch in großer Anzahl im lebenden Organismus, etwa bei der Konstanthaltung des Blutdruckes oder der Körpertemperatur. Das Zentralnervensystem garantiert dabei die Aufrechterhaltung bestimmter Größen.

Durch die Kybernetik wird das Gemeinsame zwischen diesen Objekten aufgedeckt, d.h. bestimmte Gesetzmäßigkeiten, die sowohl im lebenden Organismus als auch in der Maschine vorhanden sind. Dabei besteht die Methode der Kybernetik darin, Abstraktionsprozesse durchzuführen, die es ermöglichen, bestimmte ideale Objekte herzustellen, in denen man bestimmte Wesenszüge der wirklichen Objekte herausheben kann. Erwähnt seien die in diesem Zusammenhang geschaffenen Maschinenmodelle für die Algorithmen, die die Arbeit des Nervensystems be-

schreiben. Dazu gehören die unter der Bezeichnung „kybernetische Schildkröten" bekannt gewordenen Modelle, die von *Shannon* konstruierte „Maus im Labyrinth" oder auch die Modellierung auf Ziffernrechenmaschinen mit Hilfe von Programmen. Bild 4 zeigt die sowjetische Schildkröte, die mit großem Erfolg 1956 auf dem europäischen Kybernetik-Kongreß vorgeführt wurde, um Reflexbewegungen zu demonstrieren.

Im Zusammenhang mit den obenerwähnten Abstraktionsprozessen ergibt sich die Frage nach der Stellung der Mathematik innerhalb der Kybernetik, da von der Mathematik am ehesten die Bereitschaft und die Fähigkeit zur Abstraktion zu erwarten ist. Gleichzeitig verwendet die Kybernetik in weitem Maße mathematische Zeichen und Symbole. Unzweifelhaft ist die Mathematik als streng logische Wissenschaft von großer Bedeutung für die Kybernetik; jedoch die Kybernetik allein vom Standpunkt der Mathematik betrachten zu wollen, wäre für ihre Weiterentwicklung genauso hinderlich, als würde sie allein von informationstheoretischer oder etwa von soziologischer oder ökonomischer Seite her interpretiert.

Die bisherigen Erfolge der Kybernetik liegen hauptsächlich auf dem Gebiet der technischen Kybernetik. Dazu gehören insbesondere Fragen einer umfassenden Automatisierung und Fernsteuerung sowie die Entwicklung und Anwendung elektronischer Rechenautomaten. Mit dem Problem der Realisierung von Algorithmen, die den Funktionsablauf eines Steuerungssystems beschreiben, hatten wir bereits vorhin eine

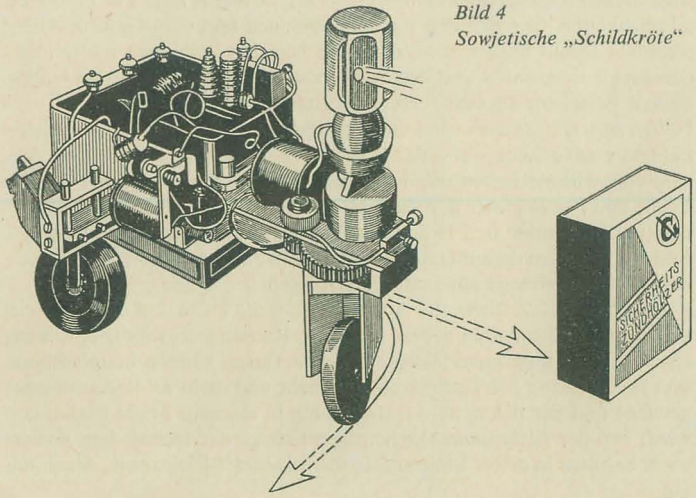


Bild 4
Sowjetische „Schildkröte"

Verbindung zwischen Kybernetik und moderner Rechentechnik hergestellt. Andererseits bezeichnet man die Systeme oder Mechanismen, in denen Signale eine Rolle spielen, die Information aufnehmen und verarbeiten, als kybernetische Systeme. Demzufolge ist aber ein elektronischer Rechenautomat selbst ein kybernetisches System, im Gegensatz beispielsweise zur Dampfmaschine, die eine energetische Maschine darstellt.

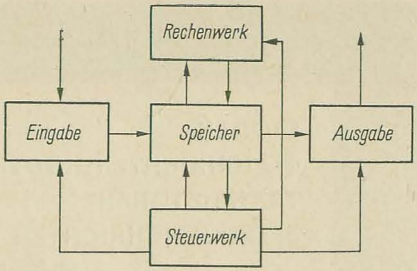
Die Entwicklung der Kybernetik ist sehr eng mit der Entwicklung der elektronischen Rechentechnik verbunden. Ihre Entwicklung begann etwa gleichzeitig und ging auf beiden Gebieten stürmisch voran. Dabei zeigten sich viele gemeinsame Aspekte. Nachdem 1944 unter der Leitung von *Aiken* der erste Rechenautomat mit einem Speicher entwickelt worden war, der die Bezeichnung „Mark I" trug, ergaben sich sehr bald Schwierigkeiten mit den Relaisschaltungen. Es zeigte sich aber, daß sich diese Schaltungen mathematisch erfassen lassen: *Claude Shannon* baute die Boolesche Algebra zur Schaltalgebra für die Synthese von Relais-Kontaktschaltungen aus. Dieser neue Gesichtspunkt, die Anwendung der mathematischen Logistik, die früher von rein theoretischer Bedeutung war, hatte auch grundsätzliche Bedeutung für die Kybernetik.

Weiterhin zeigten sich die verschiedensten Analogien zwischen Rechenmaschinen und lebenden Organismen, die für die Kybernetik von großem Interesse waren. Durch das Abtasten von Lochstreifen oder Lochkarten durch Stahlbürsten, die in einem Stromkreis liegen, wird ein Stromkreis geschlossen, falls eine Bürste ein Loch trifft. In diesem Fall entsteht ein Stromstoß, der der Reaktion des Nervensystems entspricht, wenn der Mensch einen Gegenstand abtastet. Es ergaben sich ferner funktionelle Ähnlichkeiten zwischen den Rechenmaschinen und dem Gehirn. Allerdings sei darauf hingewiesen, daß zwischen den jeweiligen Bausteinen, den Elektronenröhren und den Neuronen, quantitativ gewaltige Unterschiede bestehen, die sich auch in qualitativer Hinsicht auswirken.

Neben *Ein- und Ausgabe* sind die wichtigsten Bestandteile eines Rechenautomaten das Steuerwerk, das *Rechenwerk* (in dem eine bestimmte Anzahl von arithmetischen und logischen Operationen ausgeführt werden kann) und der *Speicher des Automaten*, auch als „Gedächtnis" bezeichnet (in dem Zahlen und Befehle aufbewahrt werden können). In Bild 5 sind die zwischen diesen Hauptbestandteilen eines Automaten bestehenden Zusammenhänge schematisch dargestellt.

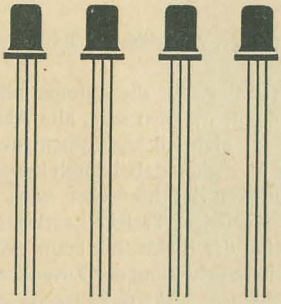
Bestimmte Kennzeichen, die Auskunft über die Güte und die Möglichkeiten eines Automaten geben, sind u.a. Rechengeschwindigkeit, Speicherkapazität und Zuverlässigkeit. Diese Dinge hängen hauptsächlich von jenem Zweig der Technik ab, der mehr und mehr an Bedeutung gewinnt und der die weitere Entwicklung in starkem Maße bestimmen wird: von der *Elektronik*. Die heutigen Erfolge der technischen Kybernetik beruhen in erster Linie auf den Erfolgen der Elektronik, die durch

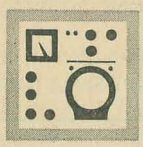
Bild 5
Blockschema eines Digitalrechners

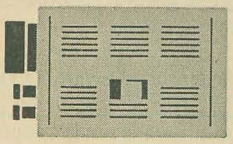


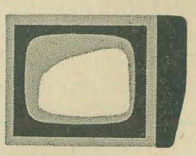
die Herstellung schnell arbeitender, zuverlässiger Bauelemente gekennzeichnet sind.
Die Elektronik bildet die Grundlage für die automatische Steuerung. Durch sie wird es in der Zukunft möglich sein, alle Abschnitte eines Produktionsprozesses durch ein einheitliches System automatisch zu steuern, indem die Arbeit des Menschen dabei durch kybernetische Maschinen ersetzt wird. Die Tätigkeit des Menschen wird infolgedessen mehr und mehr in den Bereich geistiger Tätigkeit verlagert. Im Zusammenhang mit diesen Zielen sind der Elektronik heute große Aufgaben gestellt. Dazu gehören die weitere Erhöhung der Zuverlässigkeit und die weitere Verringerung des Umfanges elektronischer Bauelemente (was mit der Anwendung von Halbleiterkristallen und magnetischen bzw. anderen kontaktlosen Elementen zusammenhängt). Noch größere Perspektiven eröffnet in diesem Zusammenhang die Entwicklung der Molekularelektronik, durch die die Schaffung von Mikroschemata möglich wird. In einem solchen Mikroschema kommen auf einen Kubikzentimeter etwa so viel Elemente, wie sie der Neuronendichte im menschlichen Gehirn nahezu entsprechen.
Der Kybernetik sind in der heutigen Zeit große Aufgaben gestellt, doch sollte man von ihr keine Wunderdinge erwarten: Die Lösung der gestellten Aufgaben wird nicht auf geheimnisvolle Art und Weise vor sich gehen, sondern ist an reale Voraussetzungen geknüpft, wie sie beispielsweise an Hand der Elektronik erläutert wurden: Die Automaten und Steuermechanismen, so modern und vollkommen sie auch sein mögen, sind letzten Endes immer ein Produkt menschlichen Geistes und helfen uns, die Arbeitsproduktivität zu erhöhen und unser Leben zu verschönern.

DIODEN
GLEICHRICHTERDIODEN
TRANSISTOREN
SELENGLEICHRICHTER









VEB Werk
für Fernsehelektronik
Berlin-Oberschöneweide
Ostendstraße 1–5

VEB Halbleiterwerk
Frankfurt (Oder)
Frankfurt (Oder)
Markendorf

VEB Gleichrichterwerk
Großräschen
Großräschen N 1
Fernruf 238–239

RFT

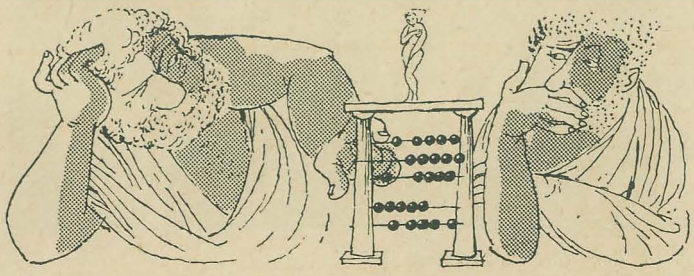
Da würde selbst Adam Ries staunen...

Peter Pfeiffer

Schon in einer recht frühen Phase der menschlichen Entwicklung benutzten die Menschen Hilfsmittel für ihre Berechnungen. Bereits im antiken Griechenland und in Rom wurde der Abakus, das Rechenbrett, verwendet. Durch seine Anwendung war es möglich, umfangreichere Rechnungen mit den „unhandlichen" römischen Ziffern auszuführen. Aus diesem Rechenbrett entwickelte sich bald eine „Rechenmaschine", die noch heute in einigen Ländern z.B. als Addier-„maschine" im Einzelhandel, bei uns aber nur noch in den unteren Schuljahren zum Rechnen verwendet wird. Dieses und andere Geräte sind eigentlich keine Rechen*maschinen*, sondern vielmehr Rechen*hilfen*; mit ihrer Hilfe wurden die Ergebnisse der elementaren Rechenschritte in günstiger Form gespeichert. Sie verloren ihren ursprünglichen Wert, als man schriftlich rechnete.

Erst im 18. Jahrhundert bauten dann die Mathematiker *Leibniz* und *Pascal* die ersten Geräte, die man zu Recht als Rechenmaschinen bezeichnen kann. Etwa zur gleichen Zeit wurde ein Gerät entwickelt, das eigentlich ebenfalls eine Rechenmaschine darstellt: der bekannte *Rechenstab*.

Stellen wir die Rechenmaschinen von *Leibniz* und *Pascal* (ihr Prinzip finden wir in den modernen kleinen mechanischen Tischrechen-



maschinen wieder) dem Rechenstab gegenüber, so finden wir außer der Tatsache, daß man mit beiden Geräten rechnen kann, keine Gemeinsamkeiten. Ganz ähnlich verhält es sich mit den großen Rechenautomaten, die man gleichfalls in zwei sich stark voneinander unterscheidende Gruppen einteilen kann. Ein wesentlicher Unterschied zwischen dem Rechenstab und der Tischrechenmaschine besteht in der Art und Weise, wie in ihnen die Zahlen, mit denen sie rechnen sollen, dargestellt und verarbeitet werden.

Der eine Typ – zu ihm gehören der Rechenstab, das Planimeter, auch verschiedene Meßinstrumente aus der Elektrotechnik (z.B. Wattmeter, direkt anzeigende cos-Messer u.a.) – verwendet zur Darstellung der Zahlen kontinuierliche physikalische oder geometrische Größen; die Rechenoperationen werden durch physikalische bzw. geometrische Gesetze verwirklicht.

Derartige Geräte benutzen also die den entsprechenden Zahlen analogen Größen und rechnen mit Hilfe von Gesetzen, die den Verknüpfungsgesetzen ebenfalls analog sind. Aus diesem Grund heißen sie *Analogierechner* oder *Analogrechner*. Überall dort, wo Aufgaben eines speziellen Typs zu lösen sind, werden Analogrechner mit Vorteil eingesetzt. So kann man beispielsweise mit Hilfe eines entsprechenden Analogrechners

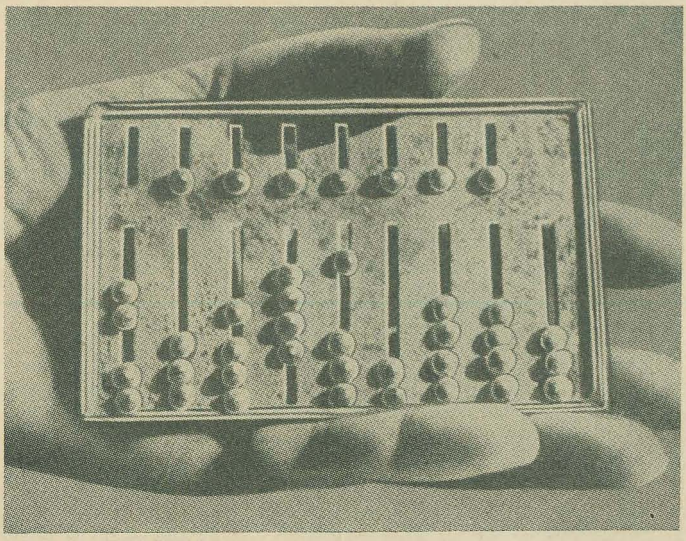
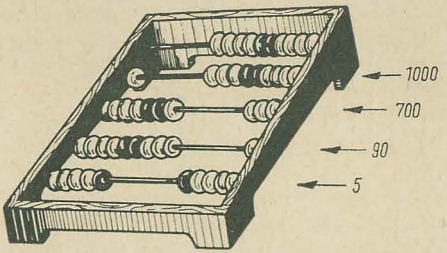


Bild 1 Römischer Handabakus

Bild 2 Rechenbrett



1795

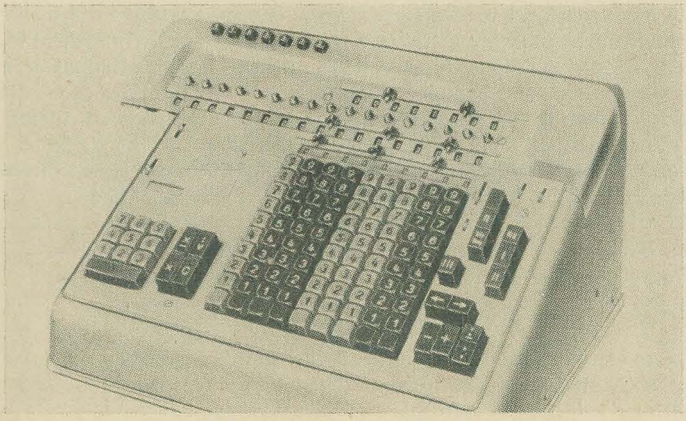


Bild 3 Tischrechenmaschine

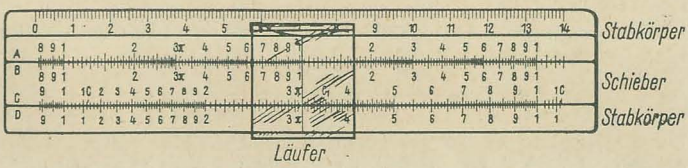


Bild 4 Abbildung eines Rechenstabes

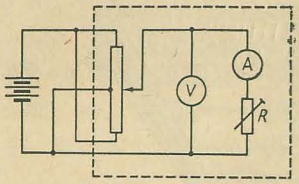


Bild 5 Schaltung eines Analogrechners

schwierige Differentialgleichungen oder Gleichungs- bzw. Ungleichungssysteme mit vielen Unbekannten lösen. Sehr vorteilhaft ist es, daß Analogrechner mit relativ geringem Aufwand realisiert werden können; allerdings ist ihre Rechengenauigkeit nicht allzu hoch; sie liegt etwa in der Größenordnung von 10^{-2} bis 10^{-3}.

Wie werden nun in derartigen Rechenanlagen die Zahlen dargestellt? In Analogrechnern werden sie – wie bereits oben erwähnt – durch eine physikalische bzw. geometrische Größe dargestellt; so am Rechenstab zum Beispiel durch eine Strecke. Bekanntlich erfolgt die Multiplikation zweier Zahlen auf dem Stab dadurch, daß man zwei Strecken, denen die Logarithmen der Strecken entsprechen, addiert. Bei anderen Analogrechnern werden die Zahlen z.B. durch die Anzahl der Umdrehungen einer Welle, durch einen Winkel, durch eine Spannung, einen Strom oder durch andere Größen dargestellt. Wie ein Analogrechner im Prinzip aufgebaut ist und wie er funktioniert, zeigt das folgende einfache Beispiel:

Es soll ein Analogrechner zur Lösung von Gleichungen des Typs

$$ax + b = 0$$

konstruiert werden. Das ist mit Hilfe der in Bild 5 gezeigten Schaltung möglich. Sie zeigt Meßinstrumente, deren Zeiger in Mittellage ihre Ruhestellung haben und die entsprechend der Richtung des durchfließenden Stromes ausschlagen.

Eines der Instrumente ist als Voltmeter, das andere als Amperemeter geschaltet, jedoch tragen beide Instrumente Skalen, die der Zahlengeraden entsprechen. Den in der Schaltung enthaltenen veränderlichen Widerstand stellt man mit Hilfe einer Skala, die dem positiven Zahlenstrahl entspricht, ein.

Für den eigentlichen Analogkreis (in der Skizze durch eine gestrichelte Linie umrahmt) gilt:

$$U = R \cdot I \quad \text{bzw.} \quad R \cdot I - U = 0.$$

Diese Gleichung ist der gegebenen äquivalent. Also entspricht das gewählte R dem a, I entspricht der Variablen x, und U entspricht b. Der berechtigte Einwand, daß a in der gegebenen Gleichung auch

negativ sein kann, R jedoch in dieser Schaltung nicht, läßt sich leicht entkräften: Durch einfache Multiplikation der ganzen gegebenen Gleichung mit -1 erreicht man, daß der Koeffizient von x immer positiv ist. Mit unserer „Rechenmaschine" arbeiten wir folgendermaßen: Den Widerstand R stellt man so ein, daß auf seiner Skala der Koeffizient a angezeigt wird. Mit Hilfe des Spannungsteilers wählen wir eine solche Spannung, daß auf der Skale des Spannungsmessers $+b$ angezeigt wird. Nun kann man auf der Skale des Strommessers den Wert für x ablesen, der die gegebene Gleichung erfüllt. Mit diesem einfachen Gerät kann man bei entsprechender Wahl der Elemente und Skalen alle linearen Gleichungen ersten Grades mit einer Unbekannten lösen. Die in der Praxis benutzten Analogierechner sind viel komplizierter, denn sie haben wesentlich schwerere Aufgaben zu lösen. Aber sowohl in unserer „Rechenmaschine" als auch in den großen Geräten werden die Zahlen im Prinzip auf die gleiche Weise wiedergegeben.

Grundsätzlich unterscheidet sich davon die Darstellung der Zahlen im anderen Rechenmaschinentyp. In unserem Beispielgerät, der kleinen Tischrechenmaschine (Sprossenrad-Rechenmaschine), werden die Grundziffern in jeder Dezimalstelle durch eine entsprechende Anzahl von Stiften (Sprossen) wiedergegeben. Diese Sprossen (jedes der Sprossenräder hat 9 davon) sind auf dem Rad radial verschiebbar. Durch einen

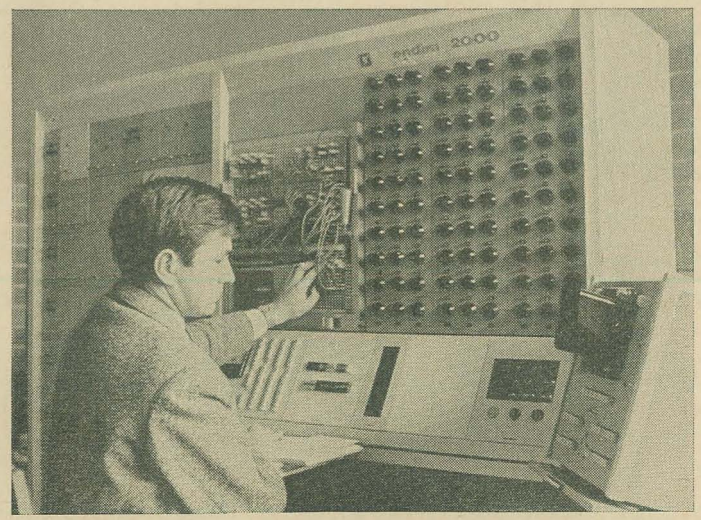


Bild 6 Teilansicht des Elektronenrechners „endim 2000"

Einstellring können die Sprossen einzeln nach außen verschoben werden. Will man also die Zahl 13 einstellen, so wird auf dem Sprossenrad, das den Zehnern zugeordnet ist, 1 Sprosse nach außen verschoben, während man auf dem Rad, das den Einern entspricht, 3 Sprossen nach außen schiebt.

Bei allen anderen Maschinen dieses Typs werden die Zahlen ebenfalls durch diskrete Zustände, durch Schritte, wiedergegeben.

Diese Rechengeräte werden als Ziffernrechner oder als *Digitalrechner* bezeichnet (digit – einstellige Zahl, Finger).

Die großen und auch bekannten Rechenautomaten wie BESM, Ural, Oprema, D 1, ZRA 1, ENIAC, MARC I, IBM u. a. sind digitale Rechenautomaten.

In diesen Rechnern werden die Rechenoperationen mittels logistischer Verknüpfungen durchgeführt. Sie sind universell verwendbar; die mit ihnen erzielte Genauigkeit kann durch entsprechenden technischen Aufwand beliebig erhöht werden. Allerdings sind derartige Maschinen dann sehr teuer.

Es gibt nun große Rechenmaschinen, die in bezug auf die Darstellung von Zahlen ähnlich arbeiten wie unsere kleine Tischrechenmaschine; jedoch geschieht das verhältnismäßig langsam und erfordert einen hohen Aufwand. Der Grund dafür liegt darin, daß man für die Darstellung und Speicherung von nur einer Dezimalstelle 10 voneinander verschiedene Zustände erzeugen und speichern muß. Das ist technisch durchaus möglich, aber in vielen Fällen wenig sinnvoll.

Ein kurzer Rückblick in die Geschichte der Mathematik zeigt, daß unser Dezimalsystem, an das wir gewöhnt sind und das wir deshalb gewöhnlich als einzig mögliches Zahlensystem betrachten, nur eines unter vielen anderen Zahlensystemen ist. Bekanntlich hatten die Mayas ein *Zwanzigersystem*, das heißt, bei ihnen spielte die Zahl 20 (Anzahl der Finger und Zehen) eine ähnliche Rolle wie bei uns die Zahl 10 (Anzahl der Finger). Reste des babylonischen *Sechzigersystems* finden wir noch in unserer Zeiteinteilung und in der Winkelmessung. Aber auch in unserer Sprache gibt es noch Zahlenbezeichnungen, die beweisen, daß unsere Vorfahren nach einem Zwölfersystem rechneten (Dutzend, Schock).

Bild 7 Teilansicht des Zeiss-Rechen-Automaten „ZRA 1"

Der berühmte deutsche Philosoph und Mathematiker *Leibniz* hat, soweit bekannt ist, als erster ein Zahlensystem beschrieben, das auf der Zahl 2 aufbaut. Dieses *binäre, duale* oder *dyadische System* hat für die Darstellung von Zahlen in den modernen Rechenautomaten besondere Bedeutung.
Unser dekadisches Zahlensystem ist ein Stellenwertsystem, bei dem die Stellung einer Grundziffer in bezug auf das Komma zeigt, ob durch diese Grundziffer die Anzahl der Einer, Zehner, Hunderter, Zehntel, Hundertstel usw. angegeben wird. So bedeutet 6023,25 die Summe von 5 Hundertsteln, 2 Zehnteln, 3 Einern, 2 Zehnern, 0 Hundertern und 6 Tausendern. Anders geschrieben:

$$6023{,}25 = 6 \cdot 1000 + 0 \cdot 100 + 2 \cdot 10 + 3 \cdot 1 + 2 \cdot \frac{1}{10} + 5 \cdot \frac{1}{100};$$

unter Verwendung der Potenzschreibweise:

$$6023{,}25 = 6 \cdot 10^3 + 0 \cdot 10^2 + 2 \cdot 10^1 + 3 \cdot 10^0 + 2 \cdot 10^{-1} + 5 \cdot 10^{-2}.$$

Im dekadischen System ist also jede Zahl als Summe von Zehnerpotenzen dargestellt.
Man kann aber auch in jedem anderen System jede Zahl als Summe von Potenzen der Zahl angeben, auf der das System aufbaut.
Stellen wir also die Zahl 6023,25 im Dualsystem dar:

$$\begin{aligned} 6023{,}25 &= 1 \cdot 4096 + 0 \cdot 2048 + 1 \cdot 1024 + 1 \cdot 512 \\ &\quad + 1 \cdot 256 + 1 \cdot 128 + 0 \cdot 64 + 0 \cdot 32 + 0 \cdot 16 \\ &\quad + 0 \cdot 8 + 1 \cdot 4 + 1 \cdot 2 + 1 \cdot 1 + 0 \cdot \tfrac{1}{2} + 1 \cdot \tfrac{1}{4}. \\ 6023{,}25 &= 1 \cdot 2^{12} + 0 \cdot 2^{11} + 1 \cdot 2^{10} + 1 \cdot 2^9 + 1 \cdot 2^8 \\ &\quad + 1 \cdot 2^7 + 0 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 \\ &\quad + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^{-1} + 1 \cdot 2^{-2}. \end{aligned}$$

Die Anzahl der Potenzen von 2 kann also 0 oder 1 sein. Die Darstellung von Zahlen im Dualsystem erfordert daher nur 2 unterschiedliche Zustände (im dekadischen System waren es 10). In elektrischen Kreisen sind diese 2 verschiedenen Zustände sehr leicht hergestellt, denn entweder fließt ein elektrischer Strom (1), oder es fließt keiner (0). Das ist auch der Grund, weshalb in den meisten großen Rechenautomaten die Zahlen im Dualsystem dargestellt werden. Ordnet man den verschiedenen Potenzen von 2 ähnlich wie im dekadischen System Stellenwerte zu, so kann man die (im dekadischen System geschriebene) Zahl 6023,25 im Dualsystem folgendermaßen schreiben: 1011110000111,01. Um Ver-

wechslungen mit gleich aussehenden Zahlen des Dezimalsystems zu vermeiden, schreibt man oft statt 1 ein L. Unsere Beispielzahl im Dualsystem heißt dann: L0LLLL0000LLL,0L. In der maschinellen Rechentechnik bezeichnet man einen solchen Ausdruck (meist handelt es sich um eine Zahl) als ein Wort. Für die Genauigkeit eines Digitalrechners ist die Länge der Wörter bestimmend, die zu verarbeiten er in der Lage ist. Nicht nur das Rechenwerk eines n-stelligen Automaten, sondern auch die Speichereinrichtungen müssen in der Lage sein, n-stellige Wörter zu verarbeiten bzw. zu speichern. Werden die einzelnen Stellen eines Wortes gleichzeitig transportiert (d.h. jede der n Zellen, die zur Speicherung eines Wortes dienen, kann direkt mit der entsprechenden Stelle im Rechenwerk bzw. mit einer entsprechenden anderen Zelle des Speichers verbunden werden), so nennt man den Rechner eine *Parallelmaschine*. Werden die einzelnen Dualstellen über eine Leitung nacheinander transportiert, so wird dieser Rechner als *Serienmaschine* bezeichnet.

Zu dem Vorteil der einfachen technischen Realisierung der Zahlen im Dualsystem kommt ein weiterer. Das Rechnen im Dualsystem ist viel einfacher als im dekadischen System.

Für die Addition zweier Dualzahlen gelten folgende Regeln:

$$0 + 0 = 0; \quad L + 0 = L;$$

$$0 + L = L; \quad L + L = L0.$$

Für die bei der Addition L + L auftretende zweistellige Dualziffer gelten die gleichen Regeln wie im dekadischen System bei einem Additionsergebnis, das größer ist als 9. Man schreibt die letzte Stelle hin und überträgt die erste Ziffer auf die vorangehende Stelle.

Beispiel:

372		L0LLL0L00	
+ 144	+	L00L00 00	
416		LLLL00L00	
+ 1 (Übertrag)	+	L	(Übertrag)
516		LLL000L00	
	+	L	(Übertrag)
		LL0000L00	
	+	L	(Übertrag)
		L00000L00	
	+	L	(Übertrag)
		L000000L00	

Elektronisches Rechnen und Regeln

Die beiden ersten Bände dieser Reihe stellen gemeinsam die theoretischen Grundlagen und die physikalisch-technischen Hilfsmittel für die Technik und Nachrichtenverarbeitung und der Automatisierung sowie für kybernetische Untersuchungen dar. Im dritten Band wird der gesamte Komplex der Nachrichtenübertragung über gestörte Übertragungskanäle statistisch beschrieben.

Die Reihe wird in unregelmäßiger Folge fortgesetzt.

Bisher erschienen:

Band I **Ziffernrechenautomaten**
Von Prof. Dr. WILHELM KÄMMERER
3. Auflage · 1963 · X, 403 Seiten · 208 Abbildungen
Kunstleder MDN 34,–

Band II **Elektronische Analogieanlagen**
Von Prof. Dr. HELMUT WINKLER
2. Auflage · 1963 · X, 242 Seiten · 172 Abbildungen
Kunstleder MDN 29.–

Band III **Informationstheorie**
Einführung in die statistische Theorie der elektrischen Nachrichtenübertragung
Von Dr.-Ing. PETER FEY
1963 · VIII, 217 Seiten · 96 Abbildungen · 16 Tabellen
Kunstleder MDN 27.–

Bestellungen durch eine Buchhandlung erbeten

Über weitere Bände der gleichen Fachrichtung unterrichtet ein Sammelverzeichnis KYBERNETIK, das auf Wunsch vom Verlag unverbindlich geliefert wird.

AKADEMIE-VERLAG · BERLIN
Leipziger Straße 3–4 Fernruf 22 04 41 Sammelnr.

Die Rechnung wirkt sehr umständlich, weil die sonst im Kopf vorgenommene Addition des Übertrags ausführlich dargestellt wurde. Ebenso einfach wie die Addition ist die Multiplikation im Dualsystem. Es gelten die folgenden Regeln:

$$0 \cdot 0 = 0; \qquad L \cdot 0 = 0;$$

$$0 \cdot L = 0; \qquad L \cdot L = L.$$

Die Multiplikation erfolgt unter Benutzung dieser Regeln wie im Dezimalsystem.

Beispiel:

216 · 68	LL0LL000 · L000L00
1728	0
1296	0
14688	LL0LL000
	0
	0
	0
	LL0LL000
	LLL00L0LL00000

Rechnet man das Ergebnis aus dem Dualsystem wieder zurück in das dekadische System, so erhält man ebenfalls 14688.
Subtraktion und Division werden analog ausgeführt. Subtraktionen führt man häufig auf die Addition einer Zahl zurück, die als das Komplement des Subtrahenden bezeichnet wird. Durch das Vorsetzen von Nullen vor die erste Stellenzahl von Minuend und Subtrahend erreicht man, daß alle Stellen im Maschinenwort besetzt sind. Sodann wird in allen Stellen des Subtrahenden 0 durch L und L durch 0 ersetzt. Zur letzten Stelle addiert man L. Das auf diese Weise erhaltene Komplement addiert man zum Minuenden. Das Ergebnis ist die geforderte Differenz. Im folgenden Beispiel wird ein Maschinenwort von 9 Stellen angenommen.

Beispiel:

312 ≙	L00LLL000 ≙	L00LLL000 =	L00LLL000
−248 ≙ −	LLLLL000 = −	0LLLLL000 =	+L00000LLL
			+ L
64 ≙	0L000000	=	00L000000

Bei diesem Verfahren entsteht eine zehnte Stelle, die von der Maschine aber weggelassen wird. Für das manuelle Rechnen bietet dieses Verfahren keinen Vorteil; für das maschinelle Rechnen jedoch hat es Be-

deutung, da durch seine Anwendung die Rechenoperation „Subtrahieren" nicht programmiert zu werden braucht.
Die bisher betrachtete Darstellung von Zahlen in Digitalrechnern nennt man „rein"dual. Viele Rechenautomaten verwenden dagegen sogenannte gemischte Zahlensysteme. Fast alle derartigen Systeme behalten das Stellenwertsystem des dekadischen Systems, verschlüsseln aber die Grundziffern dual. Zur Darstellung der 10 Grundziffern, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, verwendet man vierstellige Dualzahlen, sogenannte Tetraden:

0 ≡ 0000; 1 ≡ 000L; 2 ≡ 00L0; 3 ≡ 00LL; 4 ≡ 0L00;

5 ≡ 0L0L; 6 ≡ 0LL0; 7 ≡ 0LLL; 8 ≡ L000; 9 ≡ L00L.

Die Tetradendarstellung der Zahl 7835 lautet dann:

0LLL L000 00LL 0L0L.

Den Nachteil dieser Darstellung, der darin besteht, daß ein Übertrag im Dezimalsystem nicht in jedem Falle einen Übertrag im dual verschlüsselten Tetradensystem zur Folge hat, vermeidet man in der sogenannten Dreier-Exzeß-Verschlüsselung.
Man erhält sie aus der Tetradenverschlüsselung dadurch, daß man zu jeder Tetrade 00LL addiert. In Dreier-Exzeß-Verschlüsselung heißt die Zahl 7835 dann: L0L0 L0LL 0LL0 L000. Beim Rechnen mit im Dreier-Exzeß-System verschlüsselten Zahlen sind gewisse Regeln zu beachten, die aber hier nicht näher erläutert werden sollen. Neben dem Dreier-Exzeß-System gibt es eine Reihe weiterer gemischter Systeme, deren Verwendung einerseits bestimmte Vorteile mit sich bringt, andererseits aber die Beachtung gewisser Sonderregeln erfordert.
Neben der Angabe der Folge von Grundziffern benötigt man zur Darstellung einer Zahl in einem Digitalrechner auch ihr Vorzeichen sowie die Stellung des Dezimal- bzw. Dualkommas. Viele Maschinen verwenden die erste Stelle des Maschinenwortes zur Angabe des Vorzeichens. Häufig wird das positive Vorzeichen durch eine 0 an dieser Stelle angegeben. Die Realisierung des Kommas und ihre Auswirkungen auf das Rechnen mit dieser Maschine bilden einen besonderen Problemkreis, den wir aber nicht erörtern wollen.

Physik

Zwei tragen ein offenes Chassis. Darauf neben anderen Dingen eine Bildröhre. Diese hat man mit Leukoplast bandagiert, um die Implosionsgefahr zu verringern. Kam ein Wanderer des Wegs und fragte: „Ist denn das dicht genug, hält da das Vakuum?"

Rolf Anders

Elektrisches Messen nichtelektrischer Größen

Das elektrische Messen nichtelektrischer Größen bietet gegenüber den herkömmlichen mechanischen Meßverfahren erhebliche Vorteile. So kann zum Beispiel beim elektrischen Messen die Meßgenauigkeit sehr hochgetrieben werden. Weiterhin ist es möglich, die verschiedensten Messungen praktisch trägheitslos durchzuführen. Ein weiterer Vorteil solcher Messungen besteht darin, daß man die elektrische Meßgröße als Steuer- oder Regelsignal ausnutzen kann. Dieser Faktor gewinnt besonders bei der Kontrolle des Arbeitsgegenstandes an Maschinen und bei ihrer Steuerung große Bedeutung. Als Nachteil dieser elektrischen Meßanlagen ist der große Geräteaufwand anzusehen. Man wird also solche Anlagen nur dort einsetzen, wo die Notwendigkeit dazu besteht.
Die Meßanlage besteht meist aus folgenden Geräten:

1. *Meßwertumformer*

Der Meßwertumformer hat, wie schon sein Name sagt, die Aufgabe, eine mechanische Komponente in ein elektrisches Signal umzuwandeln bzw. eine elektrische Größe zu beeinflussen.

2. *Verstärker*

Da das Signal des Meßwertumformers meist sehr klein ist, wird für viele Anwendungsfälle noch eine entsprechende Verstärkung notwendig. Die Anforderungen an solche Verstärker sind recht unterschiedlich.

3. *Stromversorgung*

An die Stromversorgung solcher Anlagen werden mitunter sehr hohe Anforderungen hinsichtlich der Stabilität gestellt. Ein Einsatz von elektronisch stabilisierten Netzgeräten ist oft erforderlich.

4. Anzeigeeinrichtung

Je nach Notwendigkeit wird die aus mechanischen Vorgängen gewonnene elektrische Größe nach eventuell erfolgter Verstärkung an einem Instrument angezeigt oder zum Zwecke der späteren Auswertung mit einem Registriergerät aufgezeichnet.
Die hauptsächlichsten physikalischen Größen, die mittels elektrischer Messungen in der Praxis ermittelt werden, sind:

Länge und Dicken	Beschleunigungen
Kräfte	Lichtmessungen
Geschwindigkeiten	Temperaturmessungen

Darüber hinaus gibt es besonders auf dem Gebiete der Chemie interessante Meßanordnungen, die jedoch vielfach auf die obengenannten Grundgrößen zurückgeführt werden können, oder es handelt sich um die Ausnutzung chemischer Größen.

Längen- und Dickenmessungen

Unter den Begriff der Längenmessung fallen Dickenmessungen, Füllhöhenmessungen, Schichtdickenmessungen und ähnliches. Ausgeklammert seien jedoch im vorliegenden Falle die Messungen von größeren Strecken. Diese Größen werden von der Funkmeßtechnik (Radar) erfaßt. Das gleiche gilt für die Dickenmessung mittels Impulsverfahren. Längen- und Dickenmessungen werden in den meisten Fällen mit induktiven Meßwertumformern vorgenommen. Prinzip der Messung: Das zu messende Materialstück wird von einem Fühler abgetastet, dessen verlängerter Teil aus weichem Stahl besteht und magnetisch gesättigt ist. Der verlängerte Fühler taucht in ein Kunststoffrohr, auf das eine Spule aufgewickelt ist. Je nach Stärke des Materials taucht der verlängerte Teil des Fühlhebels mehr oder weniger tief in die Spule ein. Eine zweite auf dem Kunststoffrohr aufgebrachte Spule dient der Temperaturkompensation. Beide Spulen liegen in einer Brückenschaltung, die mit 50 Hz gespeist wird. Für Messungen besonders kleiner Abweichungen in der Größenordnung von ± 1 mm werden solche Meßwertwandler oft mit Differentialspulen ausgerüstet und mit einer höheren Trägerfrequenz gespeist (etwa 10 kHz).
Derartige Einrichtungen zeigen keinen Absolutwert, sondern nur Ab-

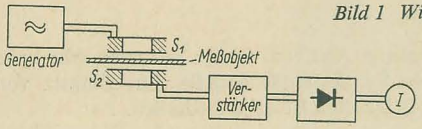


Bild 1 Wirbelstrom – Dickenmeßanlage

weichungen von einem Sollwert an. Die Anzeige erfolgt proportional zur Tauchtiefe des Fühlhebels.
Dickenmessungen lassen sich auch mittels Veränderung eines Differentialdrehkondensators durchführen. An Stelle der Spulen liegen hierbei 2 Kondensatoren in einer Brückenschaltung.
Einer der Kondensatoren ist als Differentialdrehko ausgebildet und wird von einem Fühlhebel gesteuert. Dieses Prinzip findet z. B. beim kapazitiven Mikrometer Anwendung.
Zur Kontrolle von Folien und anderen unmagnetischen Materialien dient auch das Wirbelstromverfahren. Hierbei erfolgt die Messung berührungslos. Das geschieht, indem man das Material zwischen der Primärspule S1 (Bild 1) und Sekundärspule S2 hindurchführt. Die Sekundärspannung von S2 wird verstärkt, gleichgerichtet und am Instrument angezeigt. U2 ist weitgehend von der Wirbelstrombildung im Meßobjekt abhängig. Gerade für Dickenmessungen bestehen eine Reihe verschiedener Möglichkeiten, die jedoch auf das gleiche Prinzip oder auf ähnliche zurückgehen.

Das Messen von Kräften

In diesem Abschnitt sollen alle Messungen zusammengefaßt werden, die üblich sind, um Kräfte aller Art, wie Zug, Druck und Spannung, zu messen.
Für kleine Kräfte genügt als Meßwertumformer bereits eine Säule aus Kunstkohleplättchen, auf die die Kraftkomponente einwirkt. In Abhängigkeit vom Betrag der Kraft ändert die Kohlesäule ihren Innenwiderstand (entsprechend dem Prinzip des Kohlemikrofons!). In einer entsprechenden Schaltung kann diese Widerstandsänderung elektrisch ausgenutzt werden. Man verwendet das Prinzip nicht allzu häufig, da es zu Unstabilitäten neigt.
Kapazitive Meßwertumformer werden oft als Kraftmeßdosen eingesetzt. Hierbei bewirkt die Kraft eine Veränderung des Abstandes zweier Kondensatorplatten. Auch der Einsatz von induktiven Kraftmeßdosen ist üblich. Hierbei treten dann an Stelle der Kondensatorplatten Spulen, die ebenso wie die Kondensatorplatten meist in einer Brückenanordnung Verwendung finden. Die Brücken werden mit Frequenzen von 1 kHz bis 50 kHz gespeist.
Aus der Fülle der Möglichkeiten heben sich speziell 2 Verfahren ab, die in den letzten Jahren besonders große Bedeutung erlangten: das *piezoelektrische Meßverfahren* und das *Dehnungsmeßverfahren* Belastet man Kristalle, wie Quarz und Turmalin, in bestimmten Richtungen mit einer Kraft P, so treten elektrische Ladungen auf, die der Kraft proportional und je nach Kraftrichtung vorzeichenbehaftet sind.

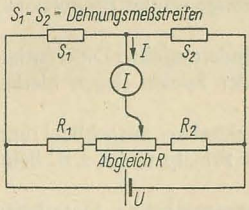


Bild 2 Gleichstrom – Dehnungsmeßbrücke

Die am Quarz auftretende Spannung U kann beträchtliche Größen annehmen. So liefert z.B. ein Quarzwürfel von 1 cm Kantenlänge eine Spannung von 56 V/kp. Durch die nachgeschaltete Eingangskapazität des notwendigen Verstärkers sinkt jedoch U wesentlich herab, so daß praktisch nicht mehr als 0,3 V/kp zur Verfügung stehen. Schaltet man mehrere solcher Quarze elektrisch hintereinander, so addieren sich ihre Spannungen. Besonders zur Untersuchung von Schwingungen an Maschinenteilen ist die Verwendung von Quarzen als Meßwertumformer zu empfehlen. Es können Meßfrequenzen von 20 kHz und mehr benutzt werden.

Auch für statische Messungen ist der Einsatz von Quarzen möglich. Allerdings muß die Eingangsstufe des nachgeschalteten Verstärkers mit einem Eingangswiderstand von etwa 10^{13} Ohm ausgerüstet sein (Elektrometerröhre). Die Verwendung von hochwertigem Kabel und Parallelkondensatoren mit bestem Dielektrikum ist unerläßlich. Aus ökonomischen Gründen gibt man jedoch meist dem Dehnungsmeßverfahren den Vorzug.

Beim Dehnungsmeßverfahren besteht der Meßwertumformer aus einem Stück Papier oder einer Folie, in die ein dünner Konstantandraht eingeklebt ist. Sein Widerstand liegt bei 150 bis 300 Ohm. Die Geber werden als „Dehnungsstreifen" gehandelt.

Prinzip der Messung: Ein Dehnungsmeßstreifen wird auf das zu untersuchende Material (Krafteinwirkung!) geklebt, ein zweiter auf das gleiche Material, jedoch an eine mechanisch neutrale Stelle. Beide Streifen liegen in einer Brückenschaltung. Während bei temperatur-

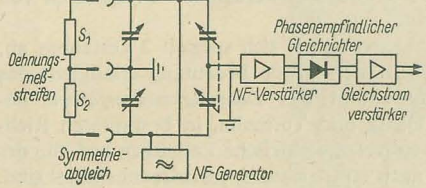


Bild 3 Prinzipschaltbild einer Trägerfrequenz-dehnungsmeßbrücke

bedingten Änderungen des Trägermaterials sich beide Widerstandswerte der Dehnungsmeßstreifen verändern, ändert sich beim Einwirken einer Kraft auf das Trägermaterial von S 1 nur dessen Widerstand. Bei Brückengleichgewicht bleibt also bei Temperaturänderungen der Brückenquerstrom gleich 0. Er steigt jedoch bei mechanischer Last an S1 an. Derartige Meßwandler können mit Gleichspannung nach Bild 2 oder mit einer NF-Spannung nach Bild 3 betrieben werden. Die Meßwertanzeige erfolgt in proportionaler Abhängigkeit zur angreifenden Kraft. Mit dieser Anordnung lassen sich Dehnungen, Stauchungen, Spannungen, Schwingungen und andere Kraftkomponenten messen. Der Vorteil dieses Verfahrens ist der niedrige Preis der Dehnungsmeßstreifen. Allerdings können diese Streifen nur einmal verwendet werden.

Geschwindigkeitsmessungen

Geschwindigkeiten schnell bewegter Körper lassen sich relativ einfach messen. Die einfachste Art ist die, daß man den Körper 2 Lichtschranken passieren läßt. Die erste Schranke löst beim Durchgang des Körpers eine elektrische Stoppuhr aus, die beim Durchgang des Körpers durch die zweite Schranke wieder gestoppt wird. Aus der Meßstrecke zwischen den Lichtschranken und der gestoppten Zeit läßt sich die mittlere Geschwindigkeit v_m errechnen. Will man die absolute Geschwindigkeit v ermitteln, so müssen die Lichtschranken in sehr kurzer Entfernung voneinander stehen, so daß die Beschleunigung des Objektes innerhalb der Meßstrecke als vernachlässigbar klein angesehen werden kann. Zur Zeitmessung können dann allerdings keine mechanischen Uhren benutzt werden. Hier ist die Verwendung von elektronischen Zähleinrichtungen notwendig (siehe Bild 4). Die Geschwindigkeit kleiner, schnell bewegter Körper (Geschosse) wird mittels Stroboskopblitzgeräten in Verbindung mit schnellaufenden Zeitlupenkameras gemessen.

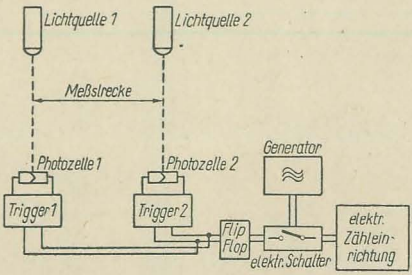


Bild 4 Elektronische Kurzzeitmeßeinrichtung

Als Meßwertumformer für Beschleunigungsmessungen dienen meist Differentialanordnungen nach Bild 5 oder ein Verfahren nach Bild 6. Je nach Beschleunigung taucht die Kernmasse entsprechend tief in die Spulen ein. In Bild 5 wird entsprechend der Eintauchtiefe das Brückengleichgewicht verstimmt, bei der Schaltung nach Bild 6 die Frequenz eines Oszillators und somit der Ausgangsstrom der Meßanordnung bestimmt.
Beschleunigungsmesser lassen sich jedoch auch mit Quarzen oder Dehnungsmeßstreifen aufbauen.

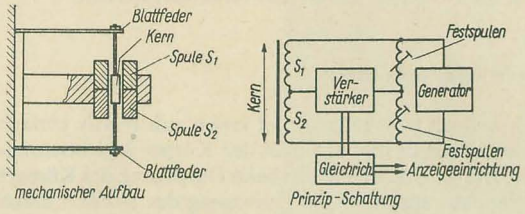


Bild 5 Beschleunigungsgeber mit Differentialspulen

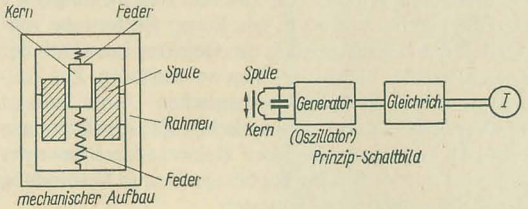


Bild 6 Beschleunigungsgeber mit verstimmbarem Oszillator

Lichtmessungen

Fotoelemente als Meßwertumformer sind vom elektrischen Belichtungsmesser her bekannt. Bei entsprechender Beleuchtung lassen sich mit einem Selenfotoelement Spannungen bis 500 mV im Leerlauf erzeugen. Wird das Element mit einem Widerstand abgeschlossen, so fließt ein Fotostrom nach der Beziehung

$$I = \frac{U/\text{Leerlauf}}{R_i + R_a}.$$

Der Nachteil des Selenelementes ist eine relativ große Trägheit. Für Meßzwecke werden weitgehend gasgefüllte oder Vakuum-Fotozellen eingesetzt. Die Zellen arbeiten praktisch trägheitslos, benötigen jedoch eine relativ hohe Betriebsspannung. Der Fotostrom ist sehr gering.
Fotowiderstände ändern bei Beleuchtung ihren inneren Widerstand (Automatik am Fernsehempfänger). Als Meßwertumwandler sind sie genau wie Fotodioden und Fototransistoren ungeeignet.

Temperaturmessungen

Als Meßwertumformer bei Temperaturmessungen dienen verschiedene Systeme. Am verbreitetsten sind NTC-Widerstände (Halbleiterwerkstoff). Sie besitzen mitunter einen recht hohen Temperaturkoeffizienten, so daß sich auch die geringsten Temperaturschwankungen erfassen lassen. Wegen seines relativ hohen Innenwiderstandes können die Widerstände in großer Entfernung vom Meßgerät angeordnet werden. Die Widerstände kommen vielfach in einfacher Brückenschaltung (Bild 7) oder in einfachen Verstärkerschaltungen zur Verwendung (Bild 8). Platin-

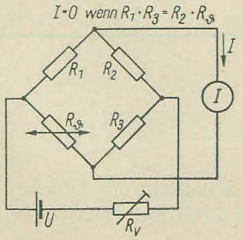


Bild 7 Temperaturmeßgerät mit NTC-Widerständen

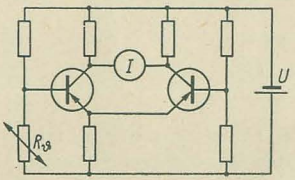
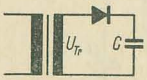


Bild 8 Temperaturmeßgerät mit NTC-Widerständen und Transistoren

widerstände als Umformer können bei Temperaturen von −260 °C bis +1000 °C eingesetzt werden und dienen meist wissenschaftlichen Untersuchungen. Anders wie die geschilderten Meßwiderstände arbeiten die Thermoelemente. Beim Thermoelement findet eine direkte Energieumformung statt. Thermoelemente werden in vielen Bauformen auf den verschiedensten Gebieten der Technik benutzt.
Wenn auch in diesem Beitrag nur einige elektrische Meßmöglichkeiten von physikalischen Größen angedeutet werden konnten, so läßt sich doch die große Bedeutung der Elektronik auf dem Gebiete der Mechanik erkennen.

Zum Nachdenken

① Wie kann man über ein zweipoliges Kabel mit weiteren Bauelementen, jedoch ohne Relais, 2 Glühlampen wahlweise aus- und einschalten oder beide zugleich leuchten lassen?
Es steht Netzwechselstrom zur Verfügung. Erde als dritter Leiter scheidet aus. Lösung siehe S. 214.



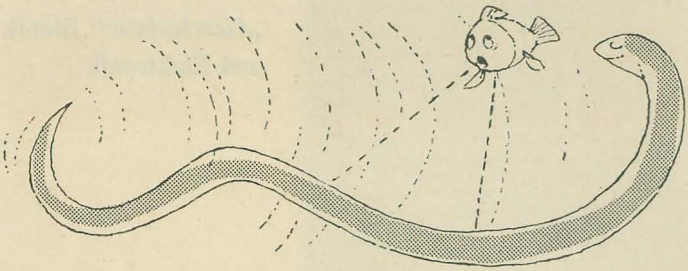
② Das Bild zeigt eine Einweg-Gleichrichter-Schaltung mit Ladekondensator. Die effektive Sekundärspannung des Transformators U_{Tr} beträgt 240 V.
Wie hoch ist die Spannung, die maximal am Gleichrichter auftreten kann? Lösung siehe S. 251.

„Geschwister" Bionik und Elektronik

Im Jahre 1961 tauchte zum ersten Mal die Bezeichnung Bionik auf, nachdem in Stockholm eine Tagung von Wissenschaftlern der Biologie und der Elektronik stattgefunden hatte. Es ging also auf dieser Konferenz um Probleme der Elektronik im Bereich der Biologie. Mit Hilfe der Elektronik und mit dem Ergründen elektronischer Vorgänge in der Biologie werden von Jahr zu Jahr mehr biologische Probleme gelöst. Ein geradezu klassisches Beispiel der Bionik war die Lösung der Frage: Wie gelingt es Fledermäusen bei ihrem Flug in stockdunkler Nacht, jegliches Hindernis zu umfliegen und so winzige Beutetiere, wie zum Beispiel Mücken, zu erkennen und zu fangen? Weitere Fragen, wie beispielsweise die der Orientierung der Brieftauben usw., gehören in das Gebiet der Bionik.

Bei der Behandlung der Sinnesphysiologie der Tiere stößt man immer wieder auf Vergleiche mit modernen technischen Errungenschaften des Menschen auf dem Gebiet der Elektronik, soweit nicht gar biologische Erkenntnisse Vorbild waren für komplizierte technische Geräte, wie etwa bei der Hydroakustik. Aus diesbezüglichen Tatsachen in der Biologie kann mit einiger Sicherheit geschlossen werden, daß in der Tierwelt und eventuell auch auf einigen Gebieten der Pflanzenwelt ein in seiner Präzision von Menschen wohl kaum erreichbares Nachrichten- und Ortungswesen vorhanden ist. Um die Vorgänge in der Bionik besser zu verstehen, soll folgende Betrachtung vorweggenommen werden:

Die Grundgesetze der Physik haben Gültigkeit im gesamten Universum. Physikalische Kräfte wirken sowohl im Makrokosmos als auch im Mikrokosmos. In der Skala von Eigenschaften der Wassermoleküle bis zu denen der Sternenwelt liegt ein unvorstellbares Spektrum sinnvoller Mechanismen, zu denen auch die komplizierten Einrichtungen lebender Körper (Mensch, Tier, Pflanze) gehören. Um derart komplizierte Einrichtungen zu ergründen, ist eine Zusammenarbeit verschiedener Disziplinen der Naturwissenschaft unumgänglich. An einigen



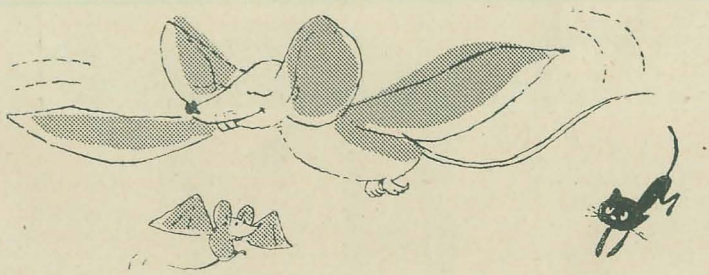
Beispielen aus der Tierwelt sollen die Wirkungsweise und der Gebrauch elektronischer Hilfsmittel erläutert werden. Die drei Hauptanwendungsgebiete bei Tieren sind die Orientierung, die Jagd und die Verteidigung. Sehr interessant ist bei dieser Betrachtung, daß die Beutetiere (die elektronisch geortet und gejagt werden) in den bisher bekannten Fällen auch über elektronische Warneinrichtungen verfügen. Diese Tatsache wird besonders deutlich bei den Motten. Wohl alle Tiere reagieren auf elektrische Reize. Kleinere elektrische Potentialdifferenzen wirken sich bei Fischen als Reize aus. Bei größeren elektrischen Potentialdifferenzen treten starke Lähmungen des Nervensystems und der Muskulatur auf. Dieser Umstand bildet geradezu die Grundlage für die lebensnotwendige Jagd des Zitteraals. Bei ruhiger Lage auf dem Meeresboden werden keine elektrischen Entladungen festgestellt. Erhebt sich der Zitteraal jedoch und schwimmt im Wasser umher, so werden vom hinteren Körperende laufend Impulse von 50 V mit einer Frequenz von 50 Hz ausgesandt. Diese vom Schwanzende ausgestrahlten Impulse breiten sich kreisförmig nach allen Richtungen aus. Sie dienen zur Orientierung und zur Ortung der Jagdbeute; denn der Zitteraal verfügt über kein Sehvermögen, da seine Augen mit einer dünnen Schutzschicht überzogen sind. Die von toten Gegenständen oder lebenden Körpern reflektierten Impulse kehren zum Zitteraal zurück. Eine Reihe kleiner Grübchen und Erhebungen an beiden Seiten des Kopfendes wirken als Empfänger für die reflektierten Impulse. Durch Drehung seines Kopfes ist der Zitteraal in der Lage, Richtung und Art der angepeilten Körper genau zu ermitteln. Es ist ihm sogar möglich festzustellen, ob das Echo von lebenden Tieren oder toten Gegenständen reflektiert wurde. Nach der Wahrnehmung eines Beutetieres wird die Hauptbatterie von 600 V mit einer Stromstärke von 1 A entladen. Dieser Stoß reicht aus, um die Beute zu lähmen. Es wurde festgestellt, daß die reflektierten Impulse bei der Ortung noch aus einer Entfernung von 30 m vom Zitteraal wahrgenommen werden können.

Untersuchungen mit Tiefseefischen haben ergeben, daß sich bei ihnen Veränderungen eines elektrischen Spannungsfeldes auswirken. Wahr-

scheinlich wird ein Spannungsfeld, das der Fisch um sich „aufbaut", dazu benutzt, die sich dem Tier nähernden Feinde vom Leibe zu halten und sich in der Finsternis der Tiefsee zu orientieren. Bei mehreren Schlangenarten wurde festgestellt, daß diese auf Infrarotstrahlen reagieren.

Für den Menschen weit weniger schwierig zu erkennen war die Navigation einiger Tiere mit Hilfe des Ultraschalls. Im Jahre 1793 begann der italienische Wissenschaftler *Lazzaro Spallanzani* sich dafür zu interessieren, wie es verschiedenen Tieren möglich ist, sich in völliger Dunkelheit zu orientieren. Die Theorie, daß sich die Eulen mit Hilfe ihrer großen Augen zurechtfinden, traf bei den Fledermäusen nicht zu. Selbst geblendete Fledermäuse jagten nach winzigen Mücken in einem mit Hindernissen, wie Drähten von 0,17 mm Stärke, ausgerüsteten Raum. Das Ergebnis seiner Arbeit war die Feststellung, daß Fledermäuse zwar ohne Augen leben können, daß aber eine Beeinträchtigung ihres Gehörganges zu ernsten Folgen führt: Die Fledermäuse verhungern, da sie nicht mehr in der Lage sind, Beute zu jagen. Für die damalige Zeit galt es als absolut sicher, daß Fledermäuse keine Laute von sich geben. Wo viele Fledermäuse jagten, sei absolute Stille. Erst 1939, nachdem es gelungen war, elektronische Meßgeräte zu bauen, die oberhalb der menschlichen Hörgrenze liegende Töne registrierten, stellte man fest, daß dort, wo Fledermäuse jagen, absolut keine Ruhe herrscht. Während des zweiten Weltkrieges wurde die Forderung nach hydroakustischen Anlagen zur Ortung von Unterseebooten immer stärker. Man arbeitete in allen Ländern sehr intensiv an der Echoortung. Die Jagdweise der Fledermäuse und speziell die der Tümmler wurde auf das genaueste erforscht. Nachdem die Unterwasser-Horchgeräte genügend verfeinert worden waren, konnte man eine Vielzahl von Geräuschen unter Wasser feststellen, die den Meeresbewohnern zur Verständigung oder zur Ortung dienen.

Doch nun noch einmal zurück zur Fledermaus. Die Nahrung der in Europa und Nordamerika beheimateten gewöhnlichen braunen Fleder-

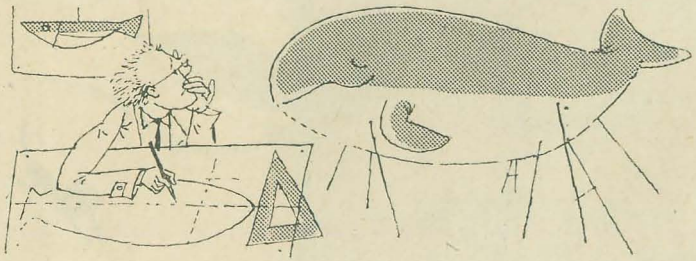


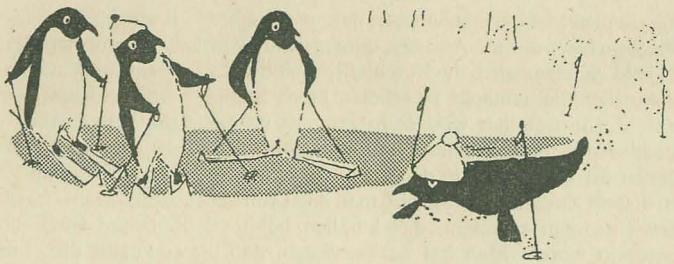
mäuse besteht aus Insekten, denen sie in gekonntem und kurvenreichem Flug nachstellen. Motten, Mücken und Käfer werden mit ausgestoßenen kurzen Schallimpulsen von wenigen Millisekunden Dauer geortet. Jeder einzelne „Schrei" der Fledermaus beginnt mit sehr hohen Frequenzen und fällt innerhalb dieser kurzen Zeit sehr tief ab. Die Frequenz liegt je nach Fledermausart bei etwa 90 kHz und endet bei 45 kHz. Bei der Kürze des Lautes (annähernd 2 Millisekunden) bedeutet das einen sehr schnellen Frequenzwechsel. In diesen 2 Millisekunden wird ein Frequenzbereich überstrichen, der doppelt so groß ist wie der gesamte menschliche Hörbereich. Ein Schrei umfaßt etwa 50 Schallwellen, von denen keine Welle einer zweiten entspricht. Solche Laute werden als Zirpen bezeichnet. Es handelt sich hierbei um einen frequenzmodulierten Schallimpuls.

Andere Fledermausarten, z.B. die Hufeisennase, bedienen sich länger anhaltender Richtstrahlungen.

Erst in der Zeit nach dem 2. Weltkrieg wurde das Prinzip der frequenzmodulierten Impulse von Menschen als verbessertes Radar-Ortungsverfahren eingesetzt – die Fledermäuse tun das gleiche schon immer. Die modernen Radaranlagen mit „Impulskompression" – so lautet der exakte Name des Verfahrens – haben größere Reichweite und bessere Entfernungsauflösung als die herkömmlichen Impuls-Radargeräte. Sie werden im englischen Schrifttum auch lautmalend als „Chirp-Radar-Geräte" bezeichnet.

Die Tatsache, daß Fledermäuse Räume durchfliegen, in denen viele sehr dünne Drähte kreuz und quer gespannt sind, sagt aus, daß die Echo-Ortung der Fledermäuse kein unbeholfenes Tasten, sondern eine vollkommene Orientierungsmethode darstellt. Erstaunlich ist weiterhin, daß Tiere, die sich mit der Echo-Ortung orientieren, aus der Vielzahl der Geräusche ihre eigenen Echos erkennen. Eindrucksvolle Beispiele der Unterwasserortung vermitteln die Tümmler. Sie sind mit Hilfe ihrer Echo-Ortung in der Lage, lebende Fische von toten zu unterscheiden.





Die Möglichkeit, sich mit Ultraschallimpulsen zu orientieren, beschränkt sich nun keineswegs nur auf die Jagd. Die Motte, ein von der Fledermaus gern gejagtes Tier, ist ihrerseits in der Lage, zu registrieren, ob sie von Impulsen der Fledermaus getroffen wird. Der Empfang von Ultraschall dient also in diesem Fall der Verteidigung. Die Motte stellt sich augenblicklich unbeweglich. Lange Zeit wurde angenommen, daß die Fühler dieser Tiere ausnahmslos zum Abtasten eingerichtet sind. Bei verschiedenen Arten der Motten wurde nun ermittelt, daß die Fühler regelrechte Antennen darstellen. Auf größere Entfernungen bleiben die Tiere untereinander mit Hilfe dieser Fühler in Verbindung.

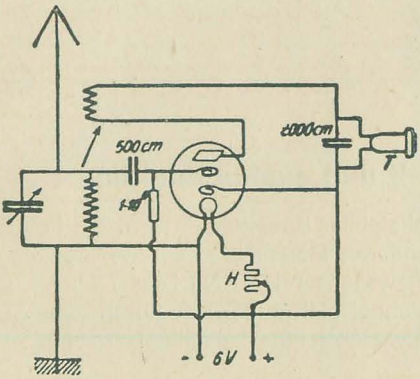
Nach langwierigen Forschungen fanden japanische Bioniker heraus, daß die Form des Wales der Fortbewegung im Wasser besser dient als die messerförmige Form moderner Schiffe. Die Schiffsbauer nutzten diese Entdeckung aus und schufen ein Hochseeschiff in der Form eines Wales. Im Vergleich zu anderen Schiffen mit gleichem Verwendungszweck war das walförmige Schiff ökonomisch vorteilhafter. Die Geschwindigkeit und die Tragfähigkeit des neuen Schiffes sind die gleichen, die Motoren haben dafür aber nur eine um 25 Prozent geringere Leistung aufzubringen.

Kürzlich gelang es sowjetischen Wissenschaftlern, ein schneegängiges Fahrzeug zu entwickeln. Ihm wurde das Prinzip der Fortbewegung der Pinguine im lockeren Schnee zugrunde gelegt. Diese spaßigen Vögel bewegen sich auf recht originelle Weise, nämlich auf dem Bauch, wobei sie sich mit den Pfoten wie mit Skistöcken im Schnee abstoßen. Das neue schneegängige Fahrzeug – mit dem breiten Boden auf der Schneefläche liegend und sich mit Radschaufeln von ihm abstoßend – kann mühelos über den lockeren Schnee gleiten und dabei eine Höchstgeschwindigkeit von 50 km/h erreichen. Dies als Beispiel, wie man die Erkenntnisse der Bionik ausnutzen kann.

Die umfangreichen bionischen Forschungen zeigen ganz klar, daß die potentiellen Möglichkeiten der Bionik unbegrenzt sind. So erlaubt uns z.B. das sorgfältige Studium des Fluges der Adler und der Störche, die Motoren der modernen Flugzeuge um das Zehnfache ökonomischer

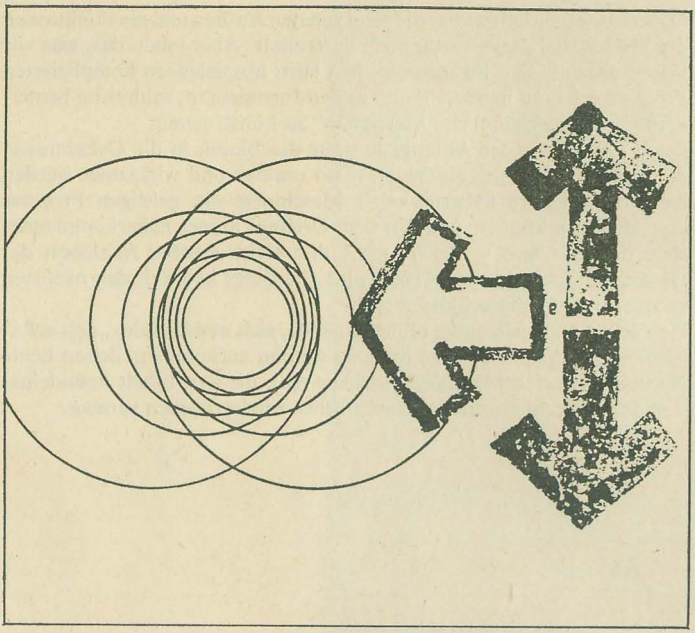
auszunutzen. Untersuchungen des natürlichen „Radargerätes" der Fledermäuse, die im Ausland durchgeführt wurden, versprechen, daß es bald gelingen wird, die Empfindlichkeit der Radargeräte etwa auf das Zwanzigmilliardenfache zu erhöhen! Das Studium des „Radargerätes" des Mormirusfisches wird es in Zukunft ermöglichen, eine Funkfernverbindung unter Wasser herzustellen und Geräte zu entwickeln, mit denen wir einen Blick in den tiefen Schoß der Erde werfen können.
In diesem Zusammenhang muß man auch von dem erstaunlichen Gleichgewichtsorgan sprechen, das kürzlich beim gewöhnlichen Flußkrebs entdeckt wurde. Man hat nachgewiesen, daß dieses Organ über eine außerordentliche Empfindlichkeit gegenüber Verlagerungen in jeder beliebigen Richtung und gegen Vibration verfügt. Wie es beschaffen ist und wie es funktioniert, konnte noch nicht geklärt werden. Doch wenn die Bioniker dieses Geheimnis enträtselt haben, wird man bald Geräte schaffen, mit deren Hilfe die künftigen Erforscher des Erdinneren bei ihrem Abstieg zum „Mittelpunkt der Erde" ihren Standort bestimmen können.
Gewisse Fische verfügen über einen so feinen Geruchssinn, daß sie in einem Liter Lösung den hundertmillionsten Teil eines Grammes von einem Riechstoff entdecken können. Ein ganz gewöhnlicher Hofhund ist imstande, etwa eine halbe Million verschiedener Gerüche zu unterscheiden, die der Mensch absolut nicht wahrzunehmen vermag. Die Wissenschaftler beabsichtigen, nach dem Beispiel der Natur superempfindliche Geruchsorter zu bauen. Wie ihr „Geruchsvermögen" beschaffen sein wird, kann man auf Grund des folgenden Beispiels beurteilen. Stellen Sie sich vor, daß man im Süden des Kaspischen Meeres einen Tropfen Anilin ins Wasser fallen läßt. Wenn man nun im Norden des Kaspischen Meeres steht, kann man mit Hilfe des Geruchsorters nicht nur den Geruch des Anilins im Wasser feststellen, sondern man vermag auch zu ermitteln, wo man dieses Anilin ins Wasser tropfen ließ...
Unlängst erst haben Wissenschaftler die erstaunliche Fähigkeit der Ratten entdeckt, eine Strahlung wahrzunehmen. Verständlicherweise ist es heute außerordentlich wichtig, diese Fähigkeit zu studieren. Vielleicht besitzt der Mensch ähnliche Organe? Viel Interesse widmen die Ingenieure der Sonnenblume, die ihren „Kopf" ständig jener Richtung zuwendet, aus der die Sonne scheint, um ihre warmen Strahlen besser einfangen zu können. Die Forscher haben sich ernsthaft Gedanken darüber gemacht, ob man das unikale „Verfolgungssystem" des goldköpfigen Bewohners der Gärten, sagen wir, für die Verwendung in kosmischen Forschungslaboratorien kopieren kann.
Aber alles, was uns diese junge Wissenschaft bereits offenbart hat, verblaßt gegenüber dem, was sie uns beim Studium der vollkommensten „physiologischen Maschine", des menschlichen Hirnes, verheißt.

Unsere Informationen über die Struktur, den Aufbau und die Funktionen des Hirnes sind gegenwärtig noch lückenhaft. Aber schon das, was wir bisher über die sich im menschlichen Hirn abspielenden komplizierten Prozesse erfahren haben, erlaubt es den Ingenieuren, zahlreiche bemerkenswerte „gehirnähnliche Maschinen" zu konstruieren.
Doch das ist erst der Anfang. Je tiefer die Bionik in die Geheimnisse des lebendigen Hirnes eindringt, desto exakter und wirksamer werden die Konstrukteure kybernetischer Maschinen die geistigen Prozesse reproduzieren können und ein dem Original immer näherkommendes elektronisches und vielleicht nicht nur elektronisches Analogon des Hirnes entwickeln. Diese Arbeit wird allerdings kaum in den nächsten zwanzig Jahren abgeschlossen sein.
Sich selbst organisierende, selbst lernende, sich anpassende, „sich selbst vermehrende" elektronische Systeme werden aufkommen. Schon heute erscheint uns eine Maschine durchaus real, die den Inhalt irgendeines von der Menschheit geschaffenen Buches wiederzugeben vermag.



Ein Schaltungsschlager des Jahres 1924: Audion ohne Anodenbatterie

Manfred von Ardenne und W. Slawyk veröffentlichten im „Radio-Amateur" 1924, Heft 7, diese hier im Original wiedergegebene Schaltung mit einer ausführlichen Beschreibung. Verwendet wurde eine niederländische Doppelgitterröhre mit Oxydkatode. Zum Betrieb dienten 4 Trockenelemente.



Betriebssicherheit und exakte Funktion ...

bei stabiler Konstruktion sind die besonderen Merkmale des 1-kW-Grenzkurzwellensenders KN 1. Dieser Sender zeichnet sich außerdem durch seine universellen Einsatzmöglichkeiten aus.

Fordern Sie ausführliche Druckschriften.

kopena RFT

VEB FUNKWERK KÖPENICK
Berlin-Köpenick,
Wendenschloßstraße 154–158
DEUTSCHE DEMOKRATISCHE REPUBLIK

Karl Fischer

Elektronik in der Medizin

Die Elektronik, deren Hauptanwendungsgebiet eigentlich im industriellen Bereich liegt, erobert ständig neue Teilgebiete der Wissenschaft. So hat sie auch in der Medizin Eingang gefunden. Elektronische Geräte und Einrichtungen unterstützen den Arzt bei der Diagnostik (Krankheitserkennung) und der Therapie (Krankheitsbehandlung). Aus der Vielzahl dieser Geräte sollen einige vorgestellt und ihre Arbeitsweise soll erläutert werden.

Das Röntgengerät

Zu den bekanntesten elektromedizinischen Geräten zählt das Röntgengerät.
In der Diagnostik dienen Röntgengeräte zum Nachweis von Knochenbrüchen, Eiterherden (speziell an Zahnwurzeln), Lungentuberkulose usw. Dadurch, daß die Absorption der Röntgenstrahlen von der Ordnungszahl der chemischen Elemente abhängig ist, wird eine detaillierte Erkennung verschiedener Teile möglich. Entsprechend dem Durchdringungsvermögen werfen die Röntgenstrahlen bei der Röntgendurchleuchtung ein Schattenbild auf einen Leuchtschirm. Weniger durchlässige Teile treten dunkler hervor als die übrigen. Die Herstellung von Röntgenaufnahmen auf Filmmaterial ist analog. Obwohl Röntgenstrahlen körperschädigend wirken, können sie in genau maßeinhaltenden Dosen auch der Therapie dienen (z.B. bei der Krebsbehandlung, da Krebszellen gegenüber Röntgenstrahlen empfindlicher sind als gesunde Zellen).
Durch Röntgenstrahlen werden vielfältige chemische Wirkungen ausgelöst, z.B. die Schwärzung des fotografischen Filmes. Der Stoffwechsel der Zellen kann so verändert werden, daß es zu Entzündungen kommt. Bakterien können abgetötet werden.
Bild 1 zeigt das Schema einer Röntgenröhre. Eine Glühkatode findet hier wie in anderen Elektronenröhren Anwendung zur Erzeugung

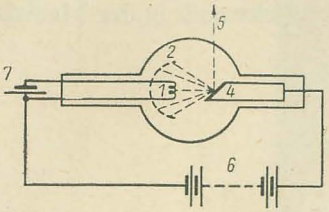


Bild 1 *Schema einer Röntgenröhre*
1 Glühkatode, *2* Wehnelt-Zylinder, *3* Wolframplatte, *4* Kupferträger, *5* Röntgen strahlen, *6* Anodenbatterie, *7* Heizbatterie

freier Elektronen. Die Anode der Röntgenröhre besteht aus einem kräftigen Kupferrohr oder einem massiven Kupferstab, auf dessen abgeschrägter Fläche eine Wolframplatte aufgebracht ist. Diese Wolframplatte wird durch die mit hoher Geschwindigkeit auftreffenden Elektronen stark erhitzt, und der hierbei sich bildende Brennfleck stellt den Ausgangspunkt der Röntgenstrahlen dar. Die Härte, d.h. das Durchdringungsvermögen der Röntgenstrahlen, ist abhängig von der Geschwindigkeit der Elektronen. Man unterscheidet überweiche Röntgenstrahlen bei einer Röhrenbetriebsspannung von 5 bis 20 kV, weiche Strahlen bei 20 bis 60 kV, mittelharte Strahlen bei 60 bis 120 kV, harte Strahlen bei 120 bis 250 kV und überharte Strahlen bei über 250 kV. Die Härte der Strahlen kann durch die Betriebsspannung eingeregelt werden. Dagegen ist für die Intensität der Röntgenstrahlen die Temperatur der Glühkatode ausschlaggebend, bedingt durch die Anzahl der austretenden Elektronen. Erwähnt werden muß noch die Röntgenröhre mit Drehanode. Diese Anode kann etwa die 10fache Belastung einer normalen Anode vertragen. Größere Röntgengeräte sind heute ausschließlich mit dieser Einrichtung versehen.

Der Röntgenbildverstärker

Bild 2 zeigt das Schema eines Röntgenbildverstärkers. Es handelt sich um eine Bildwandler-Triode mit elektrostatischer Abbildung. Die Fotokatode liegt direkt auf dem Röntgenschirm R auf. Hierdurch kann die durch die Röntgenstrahlung angeregte Fluoreszenz aus der Fotokatode Elektronen auslösen. Auf dem Leuchtschirm FL wird das Elektronenbild wie im Bildwandler abgebildet. Eine Lichtstromverstärkung auf das 10- bis 15fache ist möglich durch die Beschleunigung mit einer Spannung von 25 kV.
Durch die 9fache Verkleinerung der Fotokatode auf dem Leuchtschirm wird eine 81fache Vergrößerung der Leuchtdichte erreicht. Das Ergebnis dieser Vorgänge ist eine 1000fache Verstärkung der Helligkeit im Vergleich zur direkten Betrachtung eines Röntgenschirmes. Hierdurch

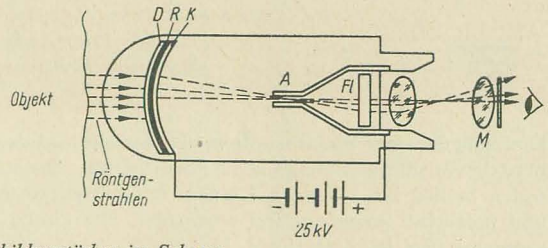


Bild 2 Röntgenbildverstärker im Schema

eröffnen sich der Röntgendiagnostik in hellen Operationsräumen neue Möglichkeiten.
Bei Verwendung eines Röntgenbildverstärkers wird nur $^1/_{40}$ der Röntgendosis benötigt, die für direkte Schirmbetrachtung notwendig wäre. Für Filmaufnahmen eignet sich der Röntgenbildverstärker ganz besonders gut. In diesem Falle können die verschiedensten optischen Systeme an dem Röntgenbildverstärker angebracht werden, damit man für jedes Filmmaterial die günstigsten Werte erhält.

Der Elektrokardiograf

Die Elektrokardiografie ist ein Verfahren, mit dem sogenannte Herzaktionsspannungen aufgezeichnet werden. Jede Herzmuskelfaser erzeugt während der Tätigkeit des Herzens ihre eigene Aktionsspannung. Zwischen den tätigen und ruhenden Herzmuskelfasern bestehen somit an verschiedenen Körperstellen Potentialunterschiede, hervorgerufen durch die unterschiedlichen Aktionsspannungen. Der zeitliche Verlauf dieser Herzaktionsspannungen wird mit einem Elektrokardiografen aufzeichnet. Der Registrierstreifen stellt ein Elektrokardiogramm dar, ein sogenanntes EKG.

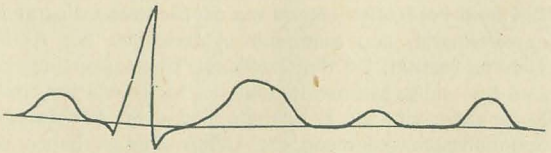


Bild 3 Elektrokardiogramm eines gesunden Herzens (ein normales EKG hat 5 Zacken);

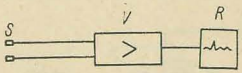


Bild 4 Blockschema eines Elektrokardiografen; S-Sonden, V-mehrstufiger Verstärker, R-Registriereinrichtung

Die Aufgabe eines Elektrokardiografen besteht also darin, eine Spannungskurve aufzuzeichnen, die die Potentialunterschiede an 2 verschiedenen Stellen des lebenden Körpers mit ausreichender Verstärkung und möglichst verzerrungsfrei wiedergibt. Die Größe der Eingangsspannung liegt bei etwa 1 mV. Der für die Wiedergabe erforderliche Frequenzbereich reicht von 0,1 Hz bis 80 Hz (Bild 3).

Die von den beiden Abnahmeelektroden am Körper abgenommene Spannung wird an den Eingang eines Wechselspannungsverstärkers gelegt. Durch den hohen Eingangswiderstand des Verstärkers im Vergleich zum kleinen Generatorinnenwiderstand (Körperinnenwiderstand) wird erreicht, daß der durch den Körper des Patienten fließende Strom vernachlässigbar klein ist. Der Wechselspannungsverstärker eines Elektrokardiografen wird stark gegengekoppelt, um Störwechselspannungen zu unterdrücken und den Verstärker zu stabilisieren. Durch den Verstärker (mehrstufiger RC-Verstärker) wird ein Verstärkungsfaktor von 4000 erreicht. Die Empfindlichkeit eines Elektrokardiografen stellt man so ein, daß 1 mV = 1 cm auf dem Registrierstreifen entspricht. Die Zeitkonstante des Verstärkers soll mindestens 1,5 s betragen.

Die Ausgangsspannung des Verstärkers steuert die Registriereinrichtung. In den meisten Fällen werden Direktschreiber benutzt. Selbstverständlich kann auch ein Katodenstrahloszillograf zur momentanen Beobachtung an den Elektrokardiografen angeschlossen werden oder der Leuchtpunkt vom Schirm der Röhre über ein optisches System auf einen lichtempfindlichen Film projiziert werden. Indem man mehrere Elektrokardiografenverstärker mit den dazugehörigen Registriersystemen zusammenschaltet, erhält man ein Mehrkurvengerät.

Der Elektroenzephalograf

Ein ähnliches Registriergerät wie der Elektrokardiograf ist der Elektroenzephalograf, den man zum Aufzeichnen der Aktionsströme des Gehirns benutzt. Da die erzielbaren Eingangsspannungen sehr gering sind (nur einige Mikrovolt), muß der Meßverstärker eine hohe Verstärkung aufweisen; als Bandbreite sind etwa 10 kHz erforderlich. Die Spannungsschwankungen der Gehirntätigkeit haben eine Frequenz, die im Schlaf mit etwa 1 bis 6 Hz am niedrigsten liegt. Im ruhigen Wachzustand ist die Frequenz etwa 8 bis 13 Hz, bei der Denktätigkeit etwa 18 bis 32 Hz. Aus dem erhaltenen Elektroenzephalogramm (EEG)

kann man Störungen der Gehirntätigkeit gut erkennen, da alle Unregelmäßigkeiten auf dem Registrierstreifen aufgezeichnet sind. Als Abnahmeelektroden bringt man Silberplättchen an der Oberseite des Kopfes an. Zwei Ableitungen an der Ohrläppchen erzeugen das Bezugspotential. Über Einzelverstärker werden die verstärkten Spannungen an die Registriereinrichtung gegeben.

Das Elektronenmikroskop

1928 gelang es, Elektronenstrahlen für optische Abbildungen zu benutzen. *Ruska* und *v. Borries* konnten dann 1933/34 das erste Elektronenmikroskop entwickeln, das Eingang in die Praxis gefunden hat. Mit dem von *M. v. Ardenne* 1944 gebauten Universal-Elektronenmikroskop wurde bereits eine einstellbare maximale Vergrößerung von 250000 : 1 erreicht. Die damit erzielte Grenzauflösung lag bei 1,2 mμ.
Beim Lichtmikroskop ist das Auflösungsvermögen durch den Quotienten aus der Wellenlänge und der numerischen Apertur bestimmt. Diese kann aber kaum über 1,4 gesteigert werden. Somit hängt also das Auflösungsvermögen von der Wellenlänge ab. Das höchste Auflösungsvermögen bei weißem Licht liegt bei 200 mμ. Kleinere Objekte sind also nicht mehr abbildbar. Der höchste noch sinnvolle Vergrößerungsfaktor ist 1500. Bei Verwendung von ultraviolettem Licht kann der Vergrößerungsfaktor auf 3000 gesteigert werden. Dies ist einleuchtend, da im Frequenzspektrum das ultraviolette Licht weiter nach oben zu den kürzeren Wellenlängen liegt. Damit ist aber auch die Grenze erreicht. Strahlungen noch kleinerer Wellenlängen, beispielsweise die Röntgenstrahlen, kommen nicht mehr zur Anwendung. Ihr Brechungsindex ist gleich 1, und dafür gibt es keine optischen Linsen mehr.
Wenn man nun an Stelle des Lichtes Elektronenstrahlen zur Abbildung der mikroskopischen Objekte benutzt, ist es möglich, diese Grenze zu

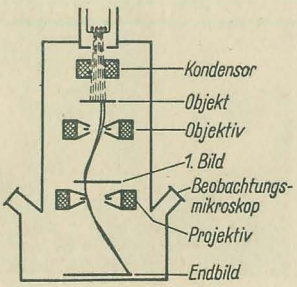


Bild 5 Strahlengang durch ein Elektronenmikroskop

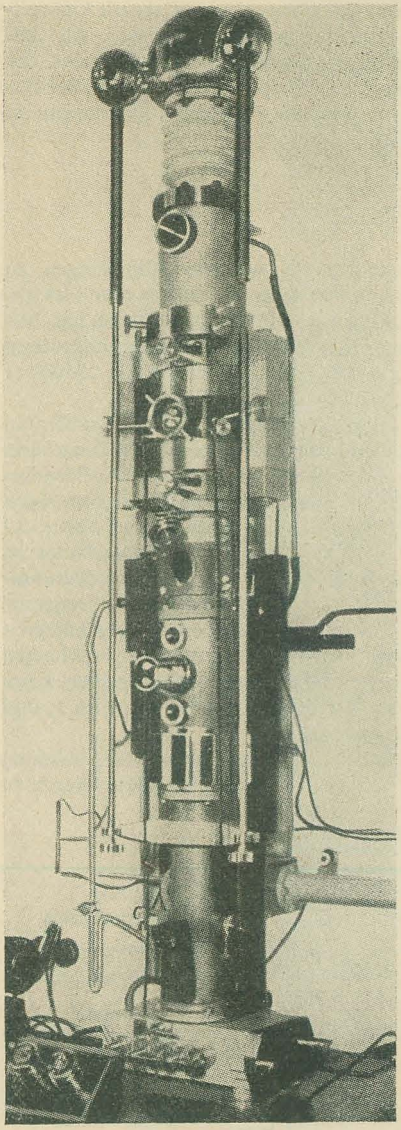
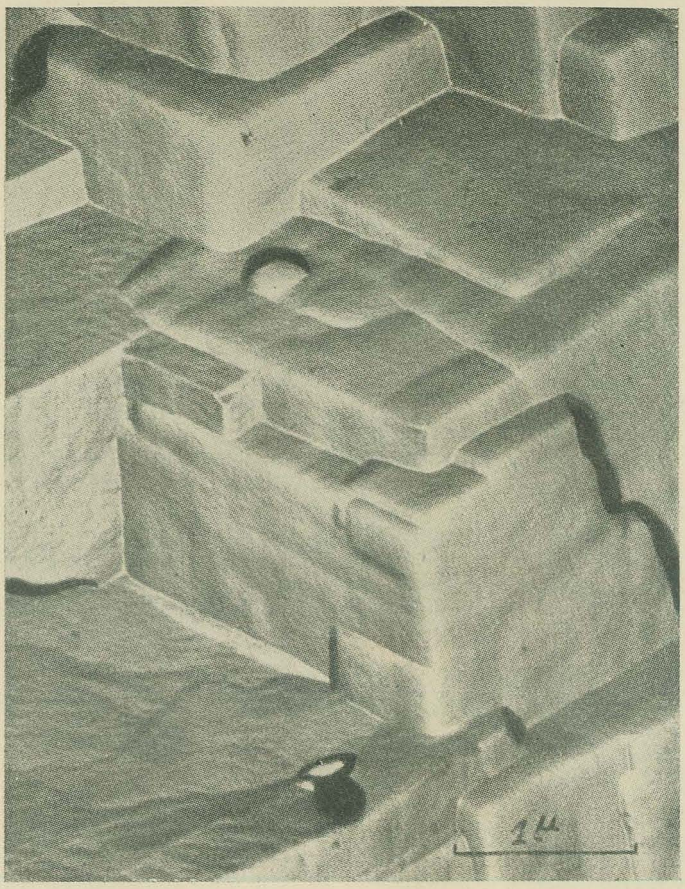


Bild 6
Universal-Elektronenmikroskop (nach M.v.Ardenne) mit magnetischen Jochlinsen-Hochleistungsobjektiv (1944)

Bild 7 (nebenstehend)
Oxydabdruck einer mit Salzsäure geätzten Aluminium-Magnesium-Legierung (Vergröß. 24500:1)



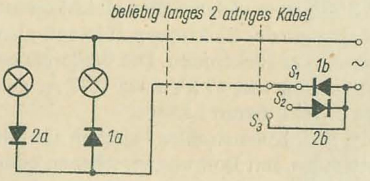
überschreiten. Es wurde schon erwähnt, daß das Verhalten der Elektronenstrahlen dem der optischen Strahlen in vielen Fällen gleichkommt und daß die Wellenlänge von der Energie der Elektronen abhängt, also von der Spannung zur Beschleunigung der Elektronen. Die Wellenlänge beträgt zum Beispiel bei einer Spannung von 47 kV etwa 0,27 Å, das bedeutet 1/20000 der Wellenlänge des sichtbaren Lichtes.
Elektronenlinsen zum Ablenken der Elektronenstrahlen bestehen aus mit Polschuhen ausgestatteten Magnetspulen, mit Bohrung versehenen oder

rohrartigen Kondensatoren, die rotationssymmetrische Felder liefern. Mit Strahlspannungen von etwa 20 bis 80 kV und den geschilderten Elektronenlinsen kann ein Auflösungsvermögen von 20 Å erreicht werden. Bei den neuesten Elektronenmikroskopen hat man schon wesentlich bessere Ergebnisse hinsichtlich des Auflösungsverfahrens erreicht (Bild 5). Benutzt man Kondensatoren als Elektronenlinsen, so spricht man vom elektrostatischen Mikroskop, bei Verwendung von Magnetspulen vom elektromagnetischen Mikroskop.

Das erzeugte Elektronenbild wird auf einen Leuchtschirm geworfen oder fotografiert. Es wurde schon erwähnt, daß sich die Elektronen nur in einem Vakuum geradlinig bewegen. Aus diesem Grunde und damit keine Gasentladungen auftreten, wird in dem Elektronenmikroskop ein hohes Vakuum erzeugt. Das Objekt führt man mit Hilfe einer Objektschleuse ein. Zu den Schwierigkeiten beim Elektronenmikroskop zählen die erforderliche Dünnschichtigkeit der Objekte – etwa 0,1 μ – und die mögliche Erhitzung des Objektes infolge der sehr hohen Energie, die die durchdringenden Elektronen besitzen. Der beste Ausweg ist hier, zu versuchen, mit möglichst niedriger Spannung und kurzer Bestrahlungsdauer zu arbeiten. Geringere elektronenoptische Vergrößerung und anschließende fotografische Vergrößerung bieten in solchen Fällen einen Ausweg. Bei Erreichen minimaler Abbildungsfehler und damit parallellaufender Erhöhung des Auflösungsvermögens kann man schließlich auch Moleküle und Atome sichtbar machen.

Das Elektronenmikroskop findet in fast allen naturwissenschaftlichen Bereichen Verwendung.

① *Antwort*



Einführung in die HF-Stereofonie nach dem Pilottonverfahren

Ing. Klaus K. Streng

Bei der Stereoschallplatte oder beim Stereotonband haben wir zwei elektrische Informationen, die getrennt durch Abtastung des Tonträgers gewonnen und je einer Verstärkerkette mit zugehörigen Lautsprechern zugeführt werden. Die eine Information wird dem linken Lautsprecher (oder den linken Lautsprechern), die andere dem rechten Lautsprecher bzw. den rechten Lautsprechern zugeführt (Bild 1).

Da auf der Aufnahmeseite die beiden Informationen ebenfalls aus getrennten Mikrofonen gewonnen werden, entspricht der akustische Eindruck – Verzerrungsarmut und linearer Frequenzgang vorausgesetzt – im Wiedergaberaum weitgehend dem Original. Man unterscheidet deutlich, welcher Sprecher bzw. welches Instrument „links" steht und welches „rechts". Man erkennt sogar eine Ortsveränderung der Schallquelle (auf- und abgehenden Sprecher). Diese Eigenschaft der stereofonen Wiedergabe kann zu verblüffenden Effekten benutzt werden.*

Die Hauptbedeutung der Stereofonie liegt jedoch nicht in dem Rechts-Links-Unterscheidungsvermögen. Die sogenannte Durchsichtigkeit der Musikwiedergabe, d.h. die Möglichkeit, *ein* Instrument aus dem Tuttiklang des Orchesters herauszuhören, sich auf ein Instrument zu konzentrieren, steigt stark an gegenüber der monauralen Wiedergabe (wie sie die „klassische" Schallplatte verwendete und wie sie beim Rundfunk in Europa heute durchweg noch üblich ist).

Mit den beiden genannten Informationen (sie sollen in diesem Falle L und R genannt werden) könnte man einen Rundfunksender modulieren, und zwar so, daß man beide Informationen auf der Wiedergabeseite getrennt im Empfänger wiedergewinnen kann. Hierzu gibt es prinzipiell verschiedene Möglichkeiten. Beispielsweise könnte L den Sender amplitudenmodulieren, R den gleichen Sender frequenzmodulieren. Bild 2 zeigt das Prinzip dieses Verfahrens.

* Ein Mensch (in diesem Falle = Lektor) erlebte zum ersten Mal mit einem Stereo-Kopfhörer das Abspielen einer Stereo-Schallplatte. Plötzlich zeigte er verklärten Gesichtes mit ausgestrecktem Arm nach der rechten Zimmerecke und verkündete: „Dort steht das Klavier!" – So geschehen bei dem Autor Jakubaschk, Brandenburg, im März 1964.

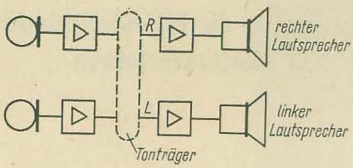


Bild 1 Prinzip der NF-Stereofonie mit 2 Kanälen

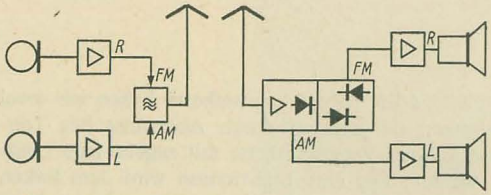


Bild 2 Möglichkeit zur Übertragung von Stereofonie: Der Sender wird in Amplitude und Frequenz mit je einer Information moduliert

Alle Verfahren dieser Art bedingen aber auch einen grundsätzlichen Nachteil: Es fehlt die Kompatibilität, d.h. die Möglichkeit, mit einem „monauralen" Rundfunkempfänger die Stereosendung als vollwertige Einkanalinformation zu empfangen. Man würde nur die Information L *oder* R empfangen können. Und einzeln gehört, befriedigen beide nicht.

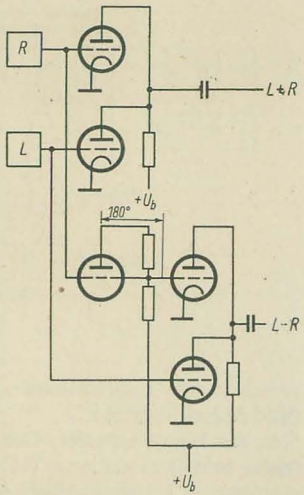
Die Kompatibilität bildet jedoch eine Grundvoraussetzung für die Einführung der Stereofonie im Rundfunk. Denn da die Zahl der zur Zeit betriebenen Rundfunkempfänger sehr groß ist (in unserer Republik sind es allein über 5,7 Millionen), wäre ein Stereoverfahren, das die bisherigen Rundfunkempfänger unbrauchbar bzw. zu einer Notlösung macht, hoffnungslos zum Scheitern verurteilt.

Das Pilottonverfahren vermeidet dieses Übel. Aus den beiden Informationen L und R bildet es die Summe und die Differenz. Letzteres kann einfach dadurch geschehen, daß man eine der beiden ursprünglichen Informationen umpolt und dann zu der anderen „Ur-Information" addiert. Bild 3 zeigt das Prinzip einer „Matrixschaltung" zur Bildung von Summe und Differenz der beiden Informationen.

Mit L + R wird der Sender direkt moduliert. Ein (monauraler) Rundfunkempfänger empfängt diese Summe, die einer (nahezu) vollständigen Information entspricht. Für die stereofone Übertragung bedarf es noch einiger Maßnahmen:

Die Differenz L — R moduliert zunächst einen Hilfsträger, dann erst den Sender. Dieser Hilfsträger wird gleichzeitig oder nachher zum

Bild 3 Einfache Matrixschaltung zur Summen- und Differenzbildung von L und R (Prinzip)



größten Teil unterdrückt, damit man nicht einen Teil der Senderleistung für ihn „verschwenden" muß. Der Hilfsträger selbst enthält keine Information, er ist nur Mittel zum Zweck, d.h. zum Übertragen der Information. Damit der Hilfsträger im Empfänger demoduliert werden kann, muß er dort vorhanden sein. Er wird deshalb dort (im Empfänger) erzeugt. Um ihn mit dem senderseitigen Hilfsträger zu synchronisieren, überträgt man einen sogenannten Pilotton mit der halben Hilfsträgerfrequenz. Allerdings geschieht dies mit gegenüber der Modulation verminderter Amplitude, um auch dabei keine Senderleistung zu verschwenden. Bild 4 zeigt das Spektrum der dem Sender zugeführten Modulation, Bild 5 das Blockschaltbild einer Modulationseinrichtung. Die Stereomodulation wird nur UKW-Hörrundfunksendern zugeführt, schon deshalb, weil nur die Breitband-Frequenzmodulation eine wirklich hochwertige Musikwiedergabe ermöglicht.

Mathematisch läßt sich beweisen, daß dem auf diese Weise erzeugten „Multiplex"-Signal für die Modulation des Senders ein Umschalten

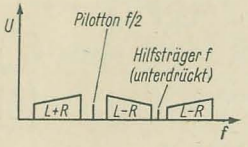


Bild 4 NF-Spektrum des Multiplexsignals beim Pilottonverfahren

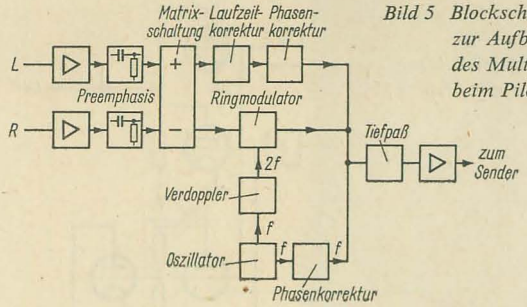


Bild 5 Blockschaltbild des Coders zur Aufbereitung des Multiplexsignals beim Pilottonverfahren

zwischen den Informationen L und R mit der Hilfsträgerfrequenz (Bild 6) gleichwertig ist.

Nun zur Empfängerseite: Der mit dem breitbandigen Multiplexsignal (siehe Bild 4) modulierte Träger (der UKW-Sender) wird wie üblich empfangen. Unterschiedlich gegenüber dem monauralen Rundfunkempfänger ist die größere Bandbreite des Multiplexsignals im Hinblick auf die NF-Modulation beim monauralen Sender, für die besonders der ZF-Verstärker des Empfängers ausgelegt sein muß (mindestens 200 bis 250 kHz gegenüber etwa 170 kHz beim bisherigen monauralen UKW-Rundfunkempfänger). Hieraus ergibt sich, daß der „Stereo-Rundfunkempfänger" weniger trennscharf ist als sein älterer Bruder, der monaurale UKW-Rundfunkempfänger. Dieses Argument wird gelegentlich als Nachteil des Verfahrens angeführt, obgleich es nur an wenigen Orten praktische Bedeutung hat.

Nach der Demodulation der Zwischenfrequenz in einem Diskriminator oder einem Verhältnisgleichrichter ergibt sich wieder ein Spektrum gemäß Bild 4. Zur Rückgewinnung der beiden „Ur-Informationen" L und R gibt es verschiedene Möglichkeiten, von denen eine an Hand von Bild 7 gezeigt werden soll:

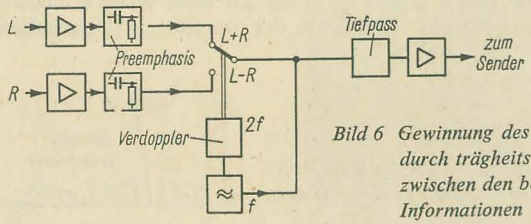


Bild 6 Gewinnung des Multiplexsignals durch trägheitslose Umschaltung zwischen den beiden Ur-Informationen

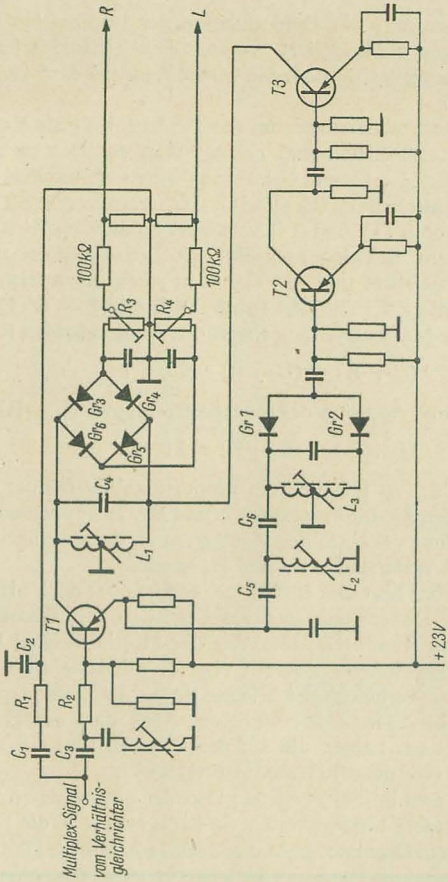


Bild 7 Decoderschaltung im Rundfunkempfänger zur Rückgewinnung der ursprünglichen Informationen L und R aus dem Multiplexsignal (Schaltung der Graetz KG)

Vom Eingang gelangt das Signal einmal über C_1 und über das Deemphasisglied R_1/C_2 über 2 Widerstände (je 100 kOhm) zu der Matrixschaltung zwecks Rückgewinnung der beiden Ur-Informationen. Diesen Weg nimmt das Signal L + R, denn höherfrequente Komponenten werden von dem Deemphasisglied R_1/C_2 weitgehend unterdrückt. Das Eingangssignal gelangt außerdem über C_3/R_2 an die Basis des Transistors T_1. Dieser Transistor wirkt für die umgesetzte Information L — R als Emitterschaltung. Zu diesem Zweck befindet sich in seinem Kollektorkreis ein breitbandiger Schwingungskreis (L_1, C_4) für 38 kHz.

Außerdem muß zur Demodulation der Information L — R, die dem Hilfsträger aufmoduliert wurde, diese Hilfsträgerfrequenz (38 kHz) wieder zugefügt werden. Sie wird direkt aus dem 19-kHz-Pilotton gewonnen.

Für diese Frequenz arbeitet der Transistor T_1 als Kollektorstufe. Das verstärkte 19-kHz-Signal gelangt vom Emitter zu einem Filter für 19 kHz (L_2, L_3, C_5 und C_6). Dann wird seine Frequenz in einer Dioden-Gegentaktschaltung (Gr_1 und Gr_2) frequenzverdoppelt und in 2 weiteren Transistoren (T_2 und T_3) verstärkt. Schließlich wird die 38-kHz-Frequenz am Schwingungskreis L_1/C_4 der umgesetzten Information L — R zugefügt und das Ganze in einem Ringgleichrichter (Gr_3 Gr_6) demoduliert. Es entsteht so die Differenz L — R. Diese Information wird der Matrixschaltung zugeführt. An den beiden Regelwiderständen entsteht

$$(L + R) + (L - R) = 2L$$

bzw. durch Addition des umgepolten Signals (L — R)

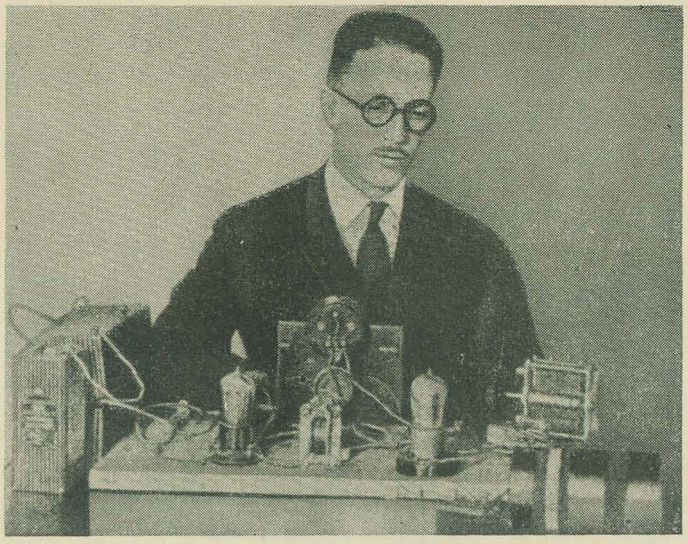
$$(L + R) - (L - R) = 2R.$$

Die Zahl 2 ist lediglich ein Proportionalitätsfaktor; es sind praktisch die beiden Ur-Informationen L und R wieder entstanden. Zur genauen Einstellung der einzelnen Komponenten der jeweiligen Matrixschaltung sind die Widerstände R_3 und R_4 regelbar.

Das Ganze hört sich einfach an, bedarf aber doch nicht nur einer sorgfältigen Dimensionierung des beschriebenen Decoders, sondern des gesamten Rundfunkgeräts, das das Multiplexsignal liefert. Außer der bereits erwähnten ZF-Bandbreite von mindestens 200 bis 250 kHz muß auch der Verhältnisgleichrichter linear den gesamten Frequenzbereich 30 Hz bis 53 kHz demodulieren. Auch darf der Demodulator keine Preemphasis haben, die auf den Pilotton und das umgesetzte Signal L — R (vor dessen Demodulation) wirkt.

Außer dem im besprochenen Decoder angewandten Verfahren gibt es noch andere Möglichkeiten. So kann man z. B. die Hilfsträgerfrequenz aus einem Oszillator gewinnen, der vom 19-kHz-Pilotton synchronisiert wird – statt die Frequenz des letzteren zu verdoppeln und die Amplitude zu verstärken (wie es in dem hier gezeigten Decoder geschieht). Eine andere Möglichkeit besteht darin, durch einen trägheitslosen Elektronenschalter mit der Frequenz 38 kHz zwischen beiden Multiplexinformationen umzuschalten.

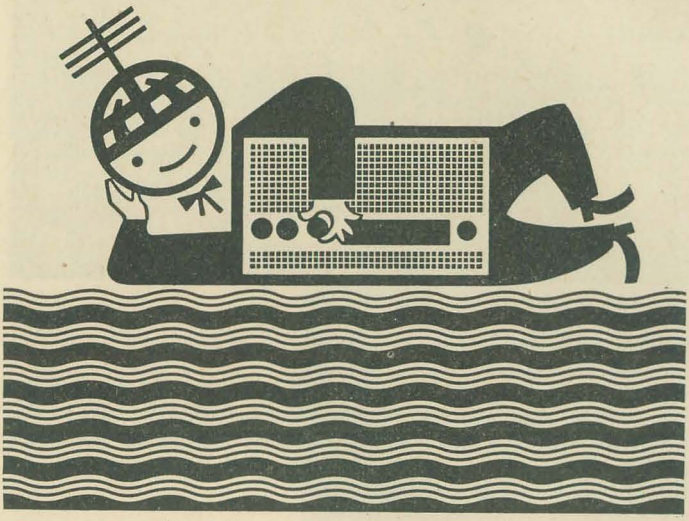
Das Pilottonverfahren bietet jedenfalls eine (auch von der Deutschen Post) bereits praktisch erprobte Möglichkeit, stereofon zu senden. Selbstverständlich sind nicht alle Rundfunksendungen für Stereofonie geeignet! Und ob sich die HF-Stereofonie beim Rundfunkhörer als willkommene Ergänzung des Rundfunkempfanges wirklich durchsetzen wird, darüber kann heute noch nichts Abschließendes gesagt werden.



Ein Radio-Amateur verbindet zwei Erdteile

Primitive Brettschaltungen waren die Empfangsanlagen der ersten Radio-Amateure, mit denen jedoch schon recht erstaunliche Erfolge erzielt wurden. Hier zeigt Mr. F. H. Schnell aus Hartford, Connecticut (USA) den Radio-Empfänger, mit dem er Nizza (Frankreich) hörte. Es war das erste Mal, daß zwei Erdteile durch Radio verbunden wurden.

Leistung auf jeder Welle



RFT radio-television

Streifzug durch die Richtfunktechnik

Willfried Schurig

„Der Deutsche Fernsehfunk sendet für Intervision"

Haben Sie schon einmal überlegt, welche Vielzahl technischer Probleme sich hinter dieser nüchternen Bemerkung verbirgt? Programme der Fernsehstudios werden über Hunderte und Tausende Kilometer übertragen, ohne daß Sie an der Qualität des Bildes eine merkliche Veränderung spüren.

Eine kurze Umschaltpause – und schon erfolgt die Übertragung aus einer anderen Stadt, aus einem anderen Land – oder in der Zukunft aus einem anderen Kontinent.

Aber nicht nur Fernsehbilder werden über große Entfernungen übertragen. Telefongespräche und Fernschreibverbindungen, selbst nach den entferntesten Kontinenten, sind heute im Zeitalter der modernen Nachrichtenübermittlung kein Problem. Die für die Steuerung von Raketen notwendigen Meßwerte der Leitstationen und Beobachtungsstationen werden über ein weitverzweigtes Netz der Nachrichtenübertragung den Kommando- und Rechenzentralen zugeführt.

Wir wollen einen kleinen Ausflug in dieses Gebiet der Nachrichtenübertragung unternehmen.

Der ständig zunehmende Bedarf an weitreichenden Verbindungen für den Telegrafie- und Telefonieverkehr und der Bedarf an Verbindungslinien vom Fernsehstudio zu den einzelnen Fernsehsendern konnte durch bestehende Kabelverbindungen technisch und kapazitätsmäßig nicht mehr befriedigt werden. Drahtlose Nachrichtenverbindungen in bestimmten Richtungen, sogenannte Richtfunkverbindungen, gewinnen zunehmend an Bedeutung.

Unter diesen Richtfunkverbindungen versteht man im Dezimeterwellenbereich oder Zentimeterwellenbereich arbeitende Funklinien, im einfachsten Falle aus einem Sender und einem Empfänger bestehend. Die Ausbreitungseigenart der verwendeten Wellen (quasioptische Ausbreitung) läßt zur Herstellung einer sicheren Verbindung nur Entfernungen (Funkfeldlängen) von etwa 50 km zu, wenn die Antennen an entsprechen-

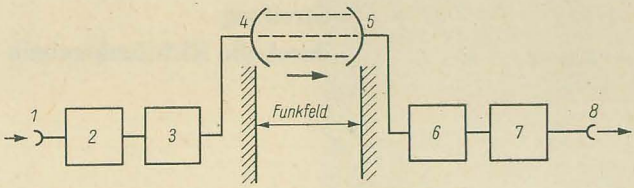


Bild 1 Prinzipdarstellung einer Richtfunklinie
1 Signaleingang, *2* Modulator, *3* Sender, *4* Parabolantenne (Senderseite), *5* Parabolantenne (Empfangsseite), *6* Empfänger, *7* Demodulator, *8* Signalausgang

den natürlichen oder künstlichen Erhöhungen angebracht bzw. auf ihnen aufgestellt werden.
Für die Überbrückung großer Entfernungen mittels der Richtfunktechnik besteht die Möglichkeit der Einschaltung sogenannter Relaisstellen. Hier erfolgt der Empfang des Signals, eine Verstärkung und die erneute Ausstrahlung in Richtung zum Empfänger der Endstelle bzw. der nächsten Relaisstelle usf. Um allerdings eine gute Entkopplung zwischen Eingangs- und Ausgangsseite zu erhalten, nimmt man in der Relaisstelle keine direkte Verstärkung der ankommenden Frequenz vor, sondern die Umsetzung in einen ZF-Bereich, nachfolgende Verstärkung und anschließend erneute Umsetzung und Abstrahlung über einen Sendeteil, der in einem benachbarten Kanal arbeitet.
Zum Verständnis muß hier gesagt werden, daß bei modernen Richtfunkanlagen aus unserer Produktion je nach Art der Anlagen von nur

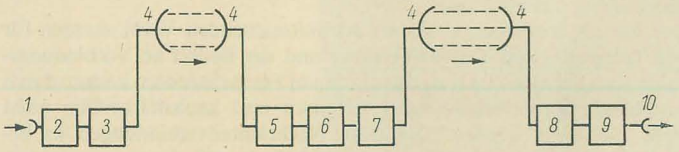
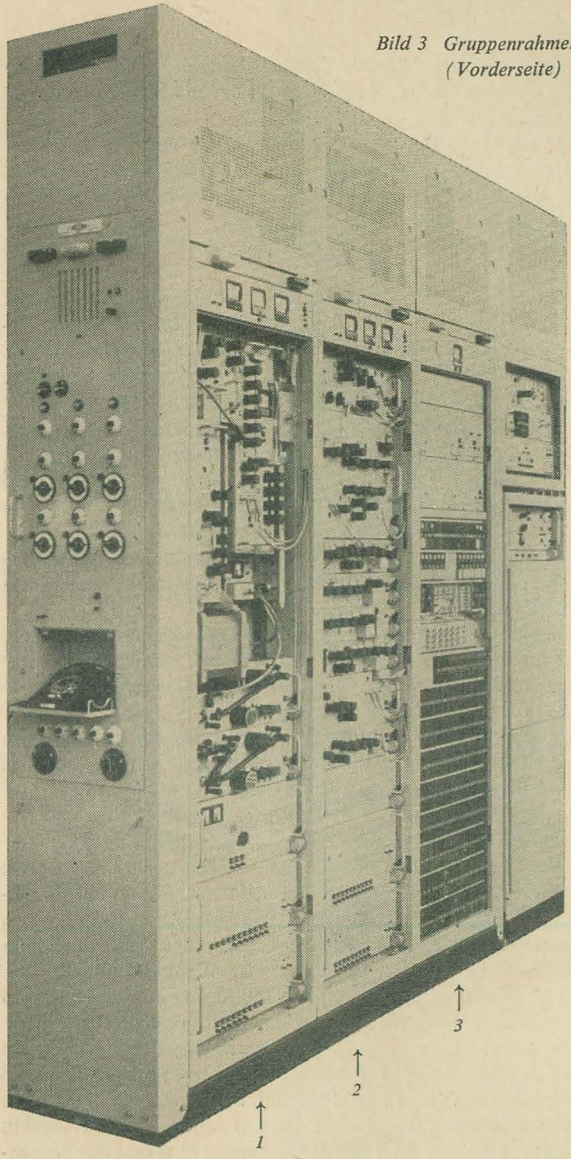


Bild 2 Prinzipdarstellung einer Richtfunkverbindung mit zwischengeschalteter Relaisstelle
1 Signaleingang, *2* Modulator, *3* Sender, *4* Parabolantenne,
5 Empfänger
6 ZF-Verstärker } Relaisstelle
7 Sender
8 Empfänger, *9* Demodulator, *10* Signalausgang

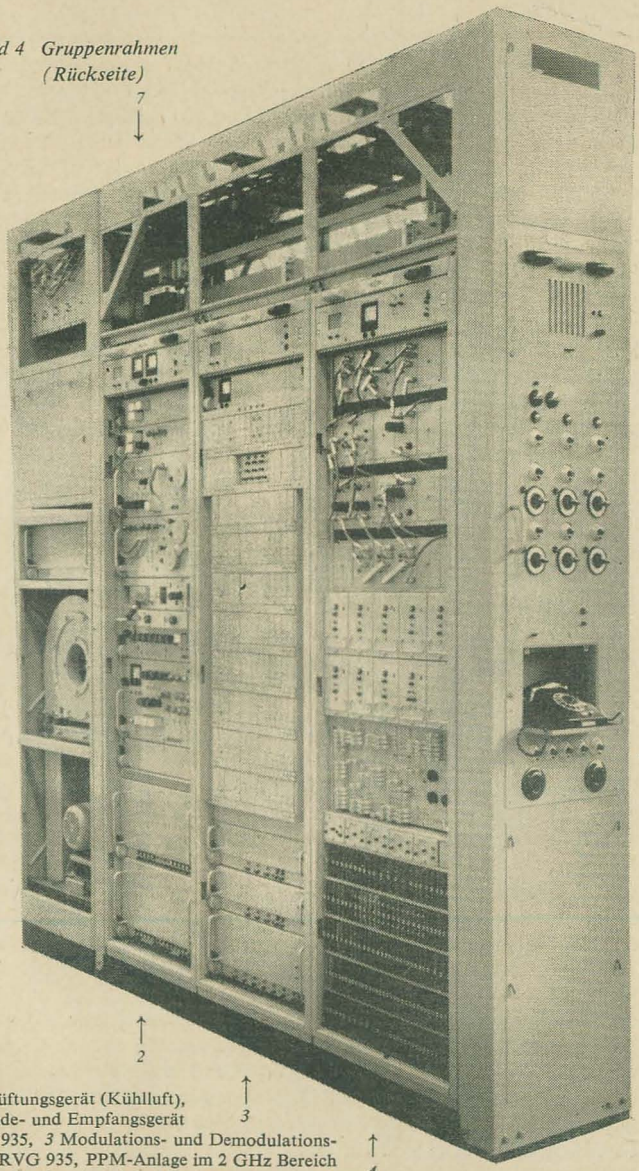
wenigen Kanälen bis zur Zeit 960 Telefoniekanäle gleichzeitig übertragen werden können. In der Perspektive sind sogar Kanalzahlen von 1800 bis 2700 vorgesehen.
Schon anfangs wurde erwähnt, daß die Übertragung von Fernsehsignalen, Telefoniegesprächen, Fernschreibsignalen mittels Richtfunklinien möglich ist. Auch die Datenübertragung durch Richtfunkanlagen gewinnt ständig an Bedeutung.
Die Übertragung erfolgt durch Modulation eines Höchstfrequenzsenders.
Für Richtfunkanlagen sind besonders zwei Modulationsverfahren des höchstfrequenten Trägers gebräuchlich, die *Frequenzmodulation* (bekannt vom UKW-Hörrundfunk) und die *Impulsphasenmodulation.*
Die Frequenzabweichung (Frequenzhub) von der Trägerfrequenz charakterisiert die Frequenzmodulation (FM). Die Größe dieses Frequenzhubs ist dem Momentanwert der aufmodulierten Nachricht proportional. Der modulierte Träger wird bei dieser Modulationsart ständig mit konstanter Amplitude abgestrahlt. Störungen, die sich dem Träger überlagern, lassen sich im Empfänger durch Begrenzerschaltungen ausschalten, ohne die Qualität des Signals zu verschlechtern.
Gleichzeitig ist dieses Modulationsverfahren unempfindlich gegen Amplitudenschwankungen, wie sie z. B. durch Alterungserscheinungen und Schwundeinbrüche auftreten können.
Die Impulsphasenmodulation (PPM) wird gekennzeichnet durch die Umwandlung der kontinuierlichen Nachricht in ein Impulsschema, wobei die Abweichung der Impulse von ihrer Normallage dem zu überlagernden Signal proportional ist.
Anlagen mit dieser Modulationsart sind wenig aufwendig, eignen sich besonders zur Übertragung kleiner Kanalzahlen und ermöglichen das Abzweigen einzelner Kanäle in den Relaisstellen.
Je nach Modulationsverfahren erfolgt die Zuführung des zu übertragenden Signals zum Richtfunksystem in unterschiedlicher Form.
Sollen beispielsweise 600 Telefoniekanäle übertragen werden, so wäre es nicht sinnvoll, 600 Telefonanschlüsse unmittelbar bis zum Richtfunkgerät zu führen. Vielmehr erfolgt eine sinnvolle Zusammenschaltung von Trägerfrequenzeinrichtungen und Richtfunkgeräten, so daß in diesem Falle der modulierte Träger der Trägerfrequenzeinrichtung über Koaxialkabel an den Eingang des Richtverbindungsgeräts angeschlossen wird. Die Zuführung des Videosignals geschieht gleichfalls mittels Breitbandkabels direkt zum Eingang des Richtfunkgeräts. Andererseits führt man bei PPM-Anlagen in den weitaus meisten Fällen das Signal dem Modulationsteil direkt zu, zumal nur kleine Kanalzahlen übertragen werden (maximal 60 Kanäle) und diese Art von Anlagen in der Regel in solchen Linien und Netzen zum Einsatz kommen, in denen die Sprechstellen in der Nähe der Modulationsgeräte aufgestellt sind.

Bild 3 Gruppenrahmen (Vorderseite)



1 Sende- und Empfangsgerät RVG 958, *2* Modulations- und Demodulationsgerät RVG 958, FM-Anlage im 4 GHz Bereich (600 Telefoniekanäle oder 1 Videokanal und Begleitton), *3* Fernüberwachungsgerät mit Dienstkanaleinrichtung

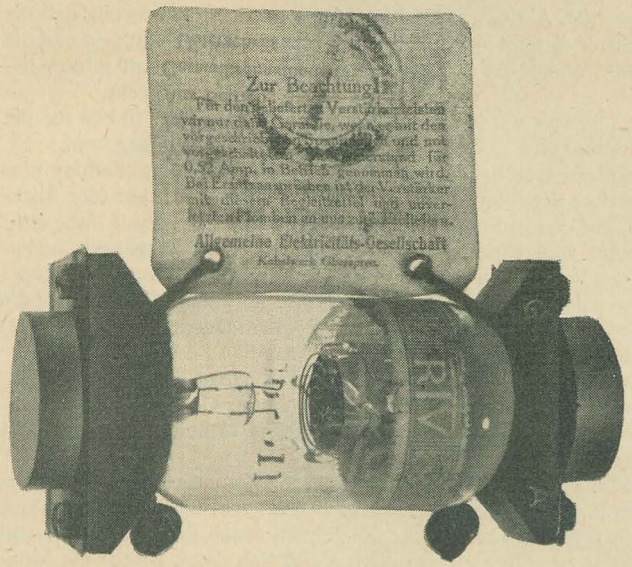
Bild 4 Gruppenrahmen (Rückseite)



1 Belüftungsgerät (Kühlluft), *2* Sende- und Empfangsgerät RVG 935, *3* Modulations- und Demodulationsgerät RVG 935, PPM-Anlage im 2 GHz Bereich (7 Rundfunktonkanäle), *4* Ersatzschaltungsgerät für ferngesteuerte Ersatzschaltung von RVG 935 und RVG 958, *5* Tischfernsprecher für Dienstgespräche, *6* Schalttafel, *7* Hohlleiter- und Kabelführung

PPM-Anlagen eignen sich neben FM-Anlagen geringer Bandbreite (kleiner Kanalzahlen) gut zur Übertragung von Rundfunktonkanälen.
Eine komplexe Anlage zur Übertragung von 600 Telefoniekanälen oder eines Videokanals und des Begleittons sowie zur Übertragung von 7 Rundfunk-Tonkanälen einschließlich der erforderlichen Fernüberwachungs- und Ersatzschaltungseinrichtungen für unbemannten Betrieb zeigen die Bilder 3 und 4.
Welche Entwicklungstendenzen zeichnen sich auf dem Gebiet der Richtfunktechnik für die Zukunft ab?
Der Einsatz von Halbleitern und Modulbausteinen wird zweifellos eine weitere Gewichts- und Raumverminderung bei Senkung des erforderlichen Leistungsbedarfs ergeben. Besonders der Zuverlässigkeit der verwendeten Bauelemente gilt erhöhte Aufmerksamkeit, da nur Bauteile mit großer Lebensdauer und hoher Qualität einen automatischen, ferngesteuerten und fernüberwachten Betrieb ganzer Streckenabschnitte und Netze ermöglichen.
Der Einsatz parametrischer Verstärker bringt in bezug auf Eingangsempfindlichkeit der Empfänger eine bedeutende Verbesserung und ermöglicht es beispielsweise, durch passiv arbeitende Satelliten reflektierte Signale noch mit ausreichender Qualität zu empfangen.
Die ersten Versuche, Richtfunkverbindungen über künstliche Satelliten herzustellen, zeigten recht gute Erfolge.
Zweifellos steht diese Technik erst am Anfang ihrer Entwicklung, trotzdem zeichnen sich schon heute phantastische Perspektiven ab.
Bereits eingangs wurde erwähnt, daß die Funkfeldlängen, physikalisch bedingt, etwa 50 km betragen. Größere Entfernungen sind nur durch Zwischenschalten entsprechender Relaisstellen zu überbrücken, wobei sich durch das laufende Umsetzen innerhalb der Relaisstellen Beeinflussungen des Signals nicht völlig vermeiden lassen und deshalb dieser Methode Grenzen gesetzt sind. Vielfach ist auch, geografisch bedingt, ein Aufbau von Relaisstellen nicht möglich. Größere Funkfeldlängen bedingen höher gelegene Sendeantennen. Geometrisch läßt sich nachweisen, daß z. B. für eine Direktverbindung – unter Berücksichtigung der quasioptischen Ausbreitung – von Europa nach Nordamerika (etwa 5000 km) beiderseits Antennenhöhen von etwa 500 km notwendig wären. Ein heute technisch mit herkömmlichen Mitteln nicht lösbares Problem.
In eine bestimmte Umlaufbahn um die Erde gebrachte künstliche Satelliten bieten hierfür einen Lösungsweg. Sie können einmal als *passive Reflektoren* arbeiten, indem Kunststoffballone mit metallisierter Oberfläche zur Reflexion der Wellen aufgelassen werden. Andererseits besteht die Möglichkeit, *aktive Nachrichtensatelliten* zu starten. Diese Satelliten sind mit einer Empfangs- und Sendeeinrichtung – wie eine Relaisstelle – ausgerüstet. Das empfangene Signal wird verstärkt und

weitergeleitet. Aktive Nachrichtensatelliten haben den Vorteil, daß die Sender Erde–Satellit nicht übermäßig leistungsstark sein müssen und die Empfangsverhältnisse der Strecke Satellit–Erde noch relativ günstig liegen, d.h. ein ausreichendes Signal-Rausch-Verhältnis besteht.
In der Literatur werden etwa Leistungen von maximal 10 kW für die Bodenstation und 10 W für den Sender des Satelliten angegeben.
Nach *Stösser* ergibt sich folgende interessante Gegenüberstellung passiver-aktiver Satelliten. Bei einer Bahnhöhe von 14000 km (der Blickwinkel, auf den Erdmittelpunkt bezogen, beträgt in diesem Falle etwa 163°) sind zum Erreichen einer unter gleichen Bedingungen herzustellenden Verbindung für die Strecke über den aktiven Satelliten Sendeleistungen der Bodenstation von etwa 10 W notwendig, während für die Strecke über einen passiven Satelliten von 30 m Durchmesser 60 MW (!) notwendig wären.
Satelliten in größeren Höhen werden deshalb ausschließlich aktiv arbeiten, da Sendeleistungen in den obengenannten Größenordnungen unwirtschaftlich wären und als Dauerleistungen technisch zur Zeit nicht realisierbar sind.
Beim Einfliegen der Satelliten in ihre Bahn kommt es darauf an, ganz bestimmte Flughöhen zu erreichen. Beträgt z.B. die Höhe 36000 km, so steht der Satellit scheinbar über einem festen Punkt der Erde still (synchrone Satelliten). Theoretisch ergibt sich damit bereits die Möglichkeit, mit *drei* um 120° versetzt laufenden Synchronsatelliten in Äquatorebene nahezu die gesamte Erdoberfläche zu bestreichen. In seiner praktischen Ausführung stößt dieses Projekt allerdings auf erhebliche Schwierigkeiten, da die laufend notwendige Korrektur der Satellitenbahnen hohen technischen Aufwand erfordert.
Die Aufzählung der Perspektiven bei der gerichteten Nachrichtenübertragung wäre unvollständig, wollte man nicht die erst in den Anfängen bekannte Laser-Technik erwähnen. Völlig neue Methoden und Aussichten für die Übertragung äußerst hochkanaliger Sender ergeben sich durch die Modulation des Laser-Strahles. Noch manche Überraschung wird uns in dieser Hinsicht die Zukunft bringen.



Vor 40 Jahren schon veraltet – lebt heute noch

Eine Verstärkerröhre der AEG Typ EVN 94 mit halbkreisförmig gebogenem Wolframdraht als Katode, Gitterspirale und einer runden Scheibe als Anodenblech, Heizstrom 0,52 A bei etwa 6 V, Anodenspannung 90 V.
Die abgebildete Röhre besitzt noch einen anhängenden Garantieschein mit zwei unverletzten Plomben und eine Banderole der Reichs-Telegrafen-Verwaltung, durch die sie zur Verwendung für Radio-Amateure zugelassen wurde.

Korvettenkapiän (N)
Werner Krüger

Radar – das Auge der Armee

Warum nimmt heute unter allen den bewaffneten Kräften zur Verfügung stehenden Aufklärungs- und Nachrichtenmitteln die Funkmeßtechnik einen führenden Platz ein?
Antwort auf diese Frage gibt wohl am besten eine Aufzählung der wichtigsten Aufgaben, die mit Hilfe dieser Technik in den verschiedenen Waffengattungen einer modernen Armee gelöst werden können.

1. Beobachtung der Luft-, Erd- und Überwasserlage mit dem Ziel, Luft-, Erd- und Überwasserziele aufzufassen sowie ihre Koordinaten und Gefechtsordnung zu bestimmen;
2. Heranleiten eigener Flugzeuge und Schiffe an gegnerische Luft- und Seeziele, wobei gleichzeitig die Koordinaten der betreffenden Ziele ununterbrochen für gezieltes Feuer bestimmt werden;
3. Feuerleitung der Flak-, Erd- und Schiffsartillerie sowie der Bordwaffen von Flugzeugen;
4. Lenkung von Flügelgeschossen und Raketen gegen Luft-, Erd- und Seeziele;
5. Flugzeug- und Schiffsnavigation, wenn Seeflieger- und Seestreitkräfte verschiedene Gefechtsaufgaben erfüllen;
6. Freund-Feind-Erkennung, das heißt das Erkennen eigener Schiffe und Flugzeuge;
7. Sicherstellung der Luftaufklärung von Erd- und Überwasserzielen durch Fotografieren des Funkmeßbildes, wenn die genannten Ziele durch die Funkmeßanlage aufgefaßt wurden;
8. Bestimmung der meteorologischen Bedingungen in verschiedenen Höhen und Entfernungen sowie die Warnung von Truppen und Einheiten vor gefährlichen Witterungseinflüssen (wie Gewitter, Sturm und so weiter);
9. Aufklärung gegnerischer Funkmeßanlagen und ihre Außergefechtsetzung durch Störungen oder physische Vernichtung.

In allen modernen Armeen schenkt man der Weiterentwicklung der Funkmeßtechnik große Aufmerksamkeit. Man strebt dabei nicht nur

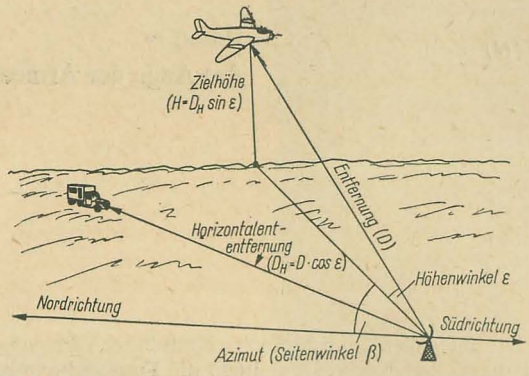


Bild 1 Zielkoordinaten,
die mit einer Funkmeßanlage bestimmt werden können

danach, die Technik weiterzuentwickeln, sondern neue Möglichkeiten für den Gefechtseinsatz von Funkmeßanlagen in allen Waffengattungen zu erschließen.

Klassifikation der Funkmeßanlagen

Als Klassifikationsmerkmale dienen im einzelnen:

- der Aufstellungsort der Funkmeßanlagen,
- die operativ-taktische Bestimmung und
- der Gefechtseinsatz der verschiedenen Anlagen.

Wenn man sich an die genannten Klassifikationsmerkmale hält, so können alle Funkmeßanlagen nach dem ersten Merkmal in Boden-, (Küsten-), Flugzeug- und Schiffsfunkmeßanlagen eingeteilt werden.

Bodenfunkmeßanlagen

Die erste Gruppe, die Bodenfunkmeßanlagen, werden, wie der Name bereits sagt, im Gelände (an der Küste) entfaltet. Sie bilden die größte Gruppe aller Funkmeßanlagen in den bewaffneten Kräften. Entsprechend der taktischen Bestimmung, den Einsatzmöglichkeiten und ihrem Aufbau unterscheiden sie sich im einzelnen voneinander. Bodenfunkmeßanlagen werden bei den Landstreitkräften, bei den Einheiten der Luftverteidigung, bei den Luftstreitkräften und bei den Seestreitkräften eingesetzt.

Flugzeugfunkmeßanlagen

Wenden wir uns jetzt den Flugzeugfunkmeßanlagen zu. Hier sagt ebenfalls der Name bereits etwas über den Aufstellungsort aus. Wieviel und in welcher Zusammensetzung Funkmeßanlagen in einem Flugzeug eingesetzt werden, hängt ab von dem Typ und den Aufgaben, die das Flugzeug zu erfüllen hat. Die beengten Raumverhältnisse an Bord von Flugzeugen stellen bestimmte Forderungen hinsichtlich Abmessungen und Gewicht der Flugzeugfunkmeßanlagen. Gleichzeitig müssen diese Anlagen unter den verschiedensten Umständen zuverlässig arbeiten und einfach zu bedienen sein. Oftmals kann man nicht für jede spezielle Aufgabe, die vom Flugzeug aus gelöst werden soll, eine gesonderte Funkmeßanlage installieren, so daß verschiedene Anlagen Mehrzweckcharakter tragen (Ortung, Kursfestlegung, Bombenvisier).

Schiffsfunkmeßanlagen

Die Funkmeßanlagen der dritten Gruppe werden an Bord von Schiffen und Booten eingebaut. Auch hier bestimmt der Schiffstyp und die Gefechtsaufgabe des jeweiligen Schiffes, wieviel und welche Funkmeßanlagen an Bord eingebaut werden. Sehr viele Schiffsfunkmeßanlagen können ebenfalls für verschiedene Gefechtsaufgaben eingesetzt werden.

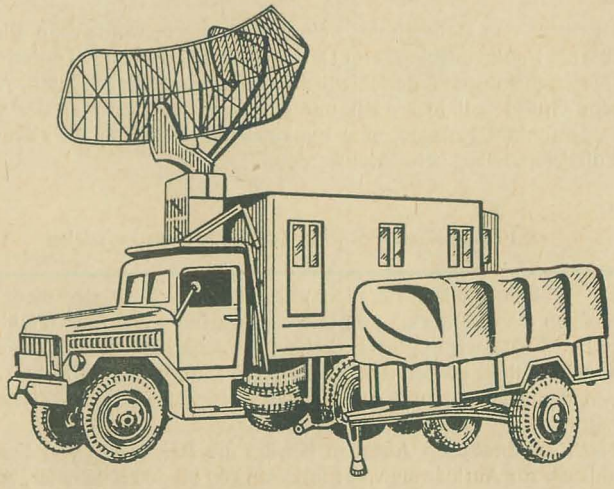


Bild 2 Funkmeßanlage zur Aufklärung von Luftzielen AN/TPS-1D (amerikanisch)

Damit nun die an Bord der Schiffe und Boote installierten Funkmeßanlagen nicht „seekrank" werden, das heißt ihr Betrieb durch die Stampf- und Schlingerbewegungen des Schiffes nicht beeinflußt wird, sind Stabilisierungseinrichtungen für die Antennen vorgesehen.
Entsprechend der operativ-taktischen Bestimmung kann man die Bodenfunkmeßanlagen in folgende Untergruppen einteilen:

- Funkmeßaufklärungsanlagen;
- Funkmeßanlagen zur Feuerleitung;
- Funkmeßanlagen spezieller Bestimmung;
- Passive Funkmeßanlagen für die Aufklärung und Funkmeßgegenwirkung.

In jeder Untergruppe wiederum sind Funkmeßanlagen zusammengefaßt, die sich durch ihre verschiedenen Gefechtseinsatzmöglichkeiten voneinander unterscheiden.
So gehören zum Beispiel zur Untergruppe der Funkmeßaufklärungsanlagen:

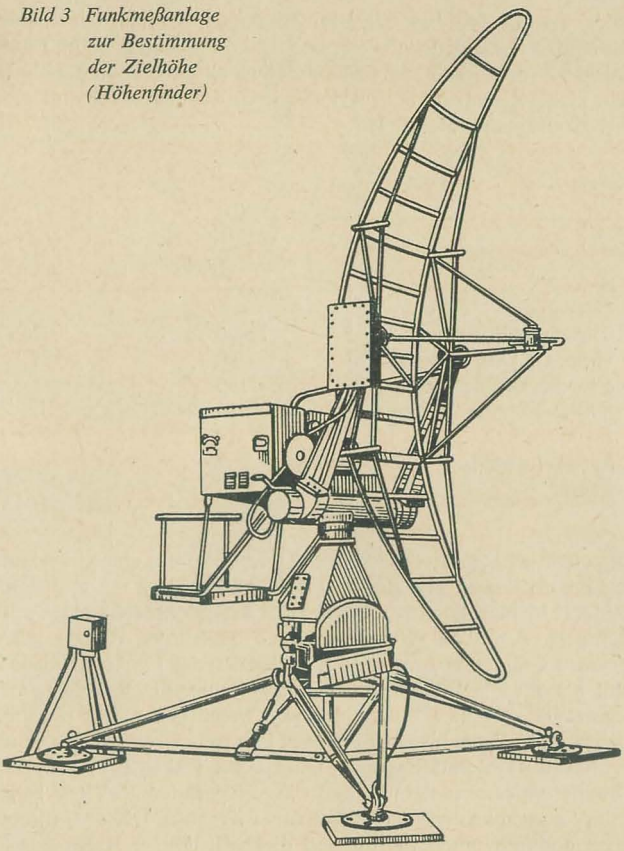
- Funkmeßanlagen für die Aufklärung von Luftzielen;
- Funkmeßanlagen für die Aufklärung und das Heranleiten eigener Flugzeuge;
- Funkmeßanlagen für die Aufklärung von Erdzielen.

Es würde den Rahmen des Beitrages sprengen, wollte man alle angeführten Funkmeßanlagen im Detail vorstellen. Prinzipiell unterscheiden sie sich nur durch unterschiedliche taktisch-technische Daten. Aus diesem Grund soll hier auch nur ein typischer Vertreter der Gruppe Bodenfunkmeßanlagen, eine Funkmeßanlage für die Aufklärung von Luftzielen, näher betrachtet werden.

Funkmeßanlage für die Aufklärung von Luftzielen

Eine Funkmeßanlage für die Aufklärung von Luftzielen dient hauptsächlich der Luftaufklärung und zur Warnung des Luftverteidigungssystems. Die wichtigste taktische Eigenschaft dieser Funkmeßanlage besteht in ihrer großen Reichweite gegen Luftziele. Die Reichweite wird von der Zielhöhe und den Reflexionseigenschaften des Zieles selbst bestimmt.
Nach ausländischen Angaben beträgt die Reichweite von Funkmeßanlagen zur Aufklärung von Luftzielen 400 bis 500 Kilometer, wenn die Ziele in Höhen von 20000 Metern fliegen.
Die Funkmeßaufklärungsanlagen messen gewöhnlich nur zwei Ziel-

Bild 3 Funkmeßanlage zur Bestimmung der Zielhöhe (Höhenfinder)



koordinaten: die Zielentfernung und das Azimut (den Seitenwinkel). Die Entfernungsmeßgenauigkeit schwankt zwischen ±50 bis 1000 Meter, die Winkelmeßgenauigkeit zwischen ±0,1 bis 2 Grad. Den Höhenwinkel kann man mit diesen Anlagen in der Regel nicht bestimmen, so daß sie auch als einzelne Anlage nicht zur Jägerleitung eingesetzt werden können. Es gibt aber Beispiele, bei denen Funkmeßaufklärungsanlagen zusammen mit sogenannten Höhenfindern eingesetzt werden und dann auch zur Jägerleitung dienen. Ein Höhenfinder ist eine Funkmeßanlage, die mit einer speziellen Antenne ausgerüstet wurde. Diese Anlagen bestimmen die Zielhöhe sehr genau.

In der letzten Zeit, besonders im Zusammenhang mit der wachsenden Bedeutung der Raketenabwehr, ist man im Ausland bemüht, Funkmeßanlagen zu entwickeln, die sich durch Superreichweiten auszeichnen und sehr kleine Ziele (zum Beispiel ballistische Raketen) noch auffassen und ihre Koordinaten bestimmen.

Tabelle 1

Ziel	effektive Reflexionsfläche in m^2
Schlachtschiff/Kreuzer	15000
U-Boot in Überwasserlage	40
schweres Bombenflugzeug	150
mittleres Bombenflugzeug	25
Jagdflugzeug	10
Lastkraftwagen	7
Panzer	7

Die effektive Reflexionsfläche des Gefechtskopfes einer interkontinentalen ballistischen Rakete ist nicht größer als 2 m^2 und damit bedeutend kleiner als etwa die effektive Reflexionsfläche eines schweren Bombers. Auf diese Weise wird eine ballistische Rakete unter den gleichen Bedingungen wesentlich später von der Funkmeßanlage aufgefaßt als ein Flugzeug. Mit anderen Worten, die Rakete kann – im Gegensatz zu einem Flugzeug – sich wesentlich weiter unbeobachtet einem Ziel nähern als ein Flugzeug. Das unterstreicht noch einmal die Wirksamkeit interkontinentaler ballistischer Raketen. Für die Raketenabwehr ergibt sich daraus, daß die anfliegenden Raketen bedeutend früher ausgemacht werden müssen als Flugzeuge. Dieser Umstand wird noch dadurch unterstrichen, daß die ballistischen Raketen schneller fliegen als moderne Flugzeuge.
In den USA rechnet man zum Beispiel so: Mit Hilfe der 2500 Kilometer von der nördlichen Grenze der USA entfalteten ersten Frühwarnlinie (DEW-Linie) können moderne Bombenflugzeuge so rechtzeitig aufgefaßt werden, daß $1^1/_2$ bis 2 Stunden zur Verfügung stehen, um die Luftabwehr in Gefechtsbereitschaft zu versetzen. Die gleiche Zeit schmilzt aber auf 10 bis 12 Minuten zusammen, wenn von den Funkmeßposten der genannten Frühwarnlinie ballistische Raketen geortet werden.
Aus dieser Erkenntnis heraus gingen die Amerikaner daran, neue Funkmeßanlagen zu entwickeln, die sich durch Reichweiten von

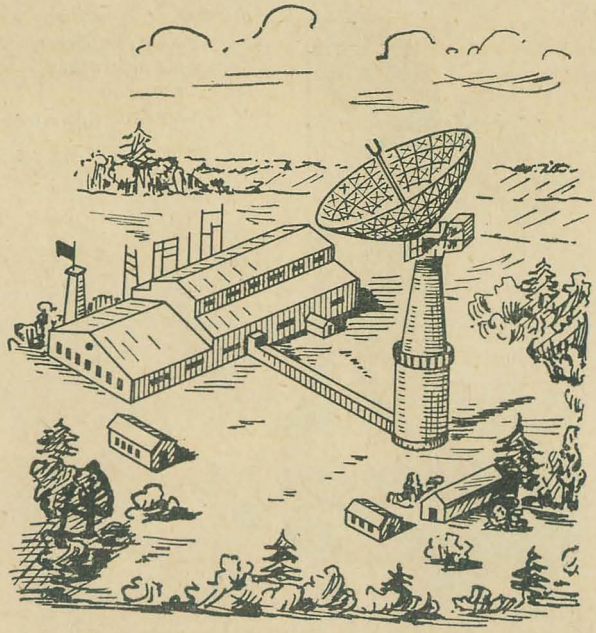


Bild 4 Amerikanische Funkmeßanlage großer Reichweite vom Typ AN/FPS-17

1600 Kilometer und mehr auszeichnen. Als Beispiel für eine derartige neuentwickelte Anlage kann die Funkmeßanlage vom Typ AN/FPS–17 dienen, deren Sendeleistung etwa 2 MW (Megawatt) beträgt. Spezielle Antennen bündeln die elektromagnetische Energie der Anlage sehr stark, so daß zusammen mit der hohen Impulsleistung eine große Reichweite erzielt wird. Die Zielkoordinaten werden überaus genau gemessen. Die Anlage ist außerdem mit einem Rechengerät gekoppelt, das nicht nur die bearbeiteten Zielkoordinaten, sondern auch die Flugbahn der aufgefaßten Rakete errechnet.

Nach ausländischen Angaben werden heute bereits Funkmeßanlagen mit Reichweiten von 4800 bis 6400 Kilometer gebaut und eingesetzt. Die Tendenz, die Reichweiten der Funkmeßanlagen so extrem zu steigern, wird wesentlich von den bereits genannten Möglichkeiten der modernen Angriffsmittel (Raketen) bestimmt.

Sehr bedeutungsvoll für die Steigerung der Reichweiten von Funkmeßanlagen ist die jüngste Entwicklung von Lasern und Masern. Während

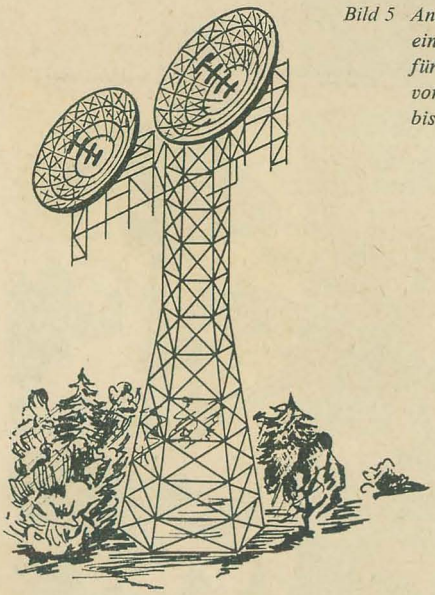


Bild 5 Antennenanlage einer Funkmeßanlage für Reichweiten von 4800 bis 6400 Kilometer

Laser es auf der einen Seite gestatten, Impulsleistungen zu erzeugen, die die bisherigen völlig in den Schatten stellen, so lassen sich mit Molekularverstärkern Empfängerempfindlichkeiten erreichen, die ebenfalls alle bisherigen Werte weitgehend verändern. Damit hat die moderne Wissenschaft zwei grundlegende Voraussetzungen für die Reichweitesteigerung der Funkmeßanlagen geschaffen.

Neben diesen modernen Bauelementen wurden leistungsfähige Klystrongeneratoren und Magnetrongeneratoren entwickelt. Wanderfeldröhren für den Einsatz in Empfängern tragen ebenfalls dazu bei, die Empfindlichkeit moderner Funkmeßempfänger zu steigern.

Faßt man alle Entwicklungstendenzen zusammen, so lassen sich folgende Hauptrichtungen erkennen:

1. Weitere Reichweitesteigerung der Funkmeßanlagen; Erhöhung ihres Auflösungsvermögens und der Meßgenauigkeit;
2. kleinere Abmessungen, geringeres Gewicht und Erhöhung der Betriebssicherheit;
3. Aufschluß neuer Gebiete des Mikrowellenbereiches für die Funkmeßtechnik;
4. Steigerung der Störfestigkeit der Funkmeßanlagen gegenüber aktiven und passiven Störungen.

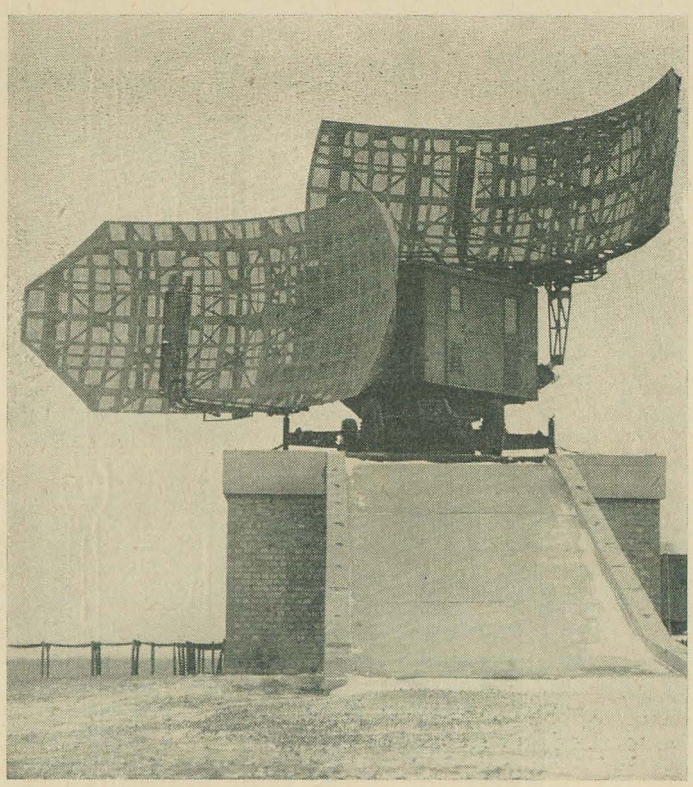
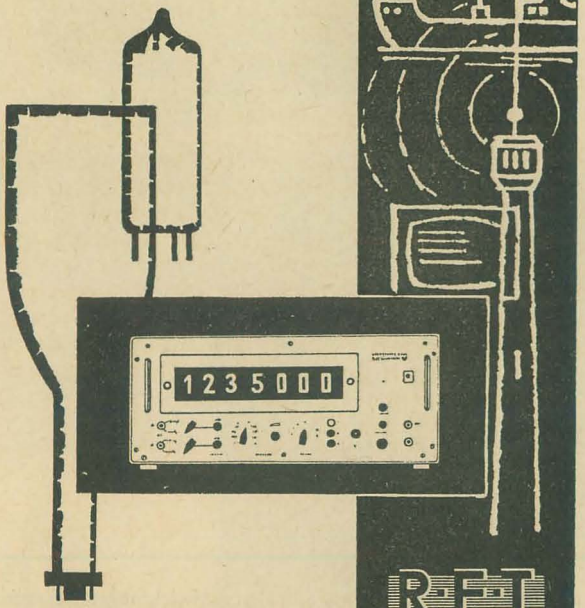


Bild 6 Hochleistungsradargerät

Die Verwirklichung der angeführten Entwicklungstendenzen setzt ein hohes Maß an Grundlagenforschung und die Zusammenarbeit Tausender Techniker, Ingenieure und Wissenschaftler voraus. Fast täglich erreichen uns Pressemeldungen, die von der Ortung des Mondes, des Mars und anderer Planeten mit Hilfe von Funkmeßanlagen berichten. All das deutet darauf hin, daß die moderne Wissenschaft in der Lage ist, den sozialistischen Streitkräften Funkmeßgeräte und Anlagen zur Verfügung zu stellen, mit denen der Gegner auf der Erde, unter Wasser und im Kosmos erkannt und gegebenenfalls vernichtet werden kann.

bessere qualität
höhere produktion
mit R-F-T-elektronik

empfänger- und
oszillografenröhren
sowie elektronische
meßgeräte für alle
gebiete der wirtschaft



VEB FUNKWERK ERFURT
ERFURT/DDR · RUDOLFSTR. 47/F2

Moderne Meßgeräte unserer Industrie

Ing. Klaus K. Streng

Ein wenig abseits von den Belangen und Möglichkeiten des Amateurs führen die Entwicklungslaboratorien der Industrie ständig bestimmte Messungen aus, deren Ergebnisse richtungweisend sind. Am Ende dieser Messungen steht dann ein fertiges Mustergerät und rechtfertigt sie, die keineswegs „Selbstzweck" waren.

Ein Beispiel: Kaum ein Amateur kommt je dazu, Messungen mit sogenannten Tieftonfrequenzen (unterhalb etwa 10 Hz) auszuführen. Für manche Entwicklungsaufgaben der Industrie sind diese aber wichtig. Das Gebiet ist umfangreich; an dieser Stelle soll nur an akustische Untersuchungen oder Schwingungsmessungen im Maschinenbau erinnert werden.

Wichtig bei diesen Messungen ist vor allem ein Tieftongenerator, der eine definierte Spannung und eine definierte Frequenz erzeugt bzw. abgibt. Die Frequenz soll möglichst veränderlich sein. Hierzu stellt der VEB Funkwerk Erfurt (einer der größten Meßgeräteerzeuger unseres Staates) den Tieftongenerator Typ 2012 her (Bild 1). Die Schwingungserzeugung erfolgt in einem über eine Wien-Brücke rückgekoppelten und über einen Heißleiter gegengekoppelten zweistufigen Verstärker. Diese bewährte Schaltung gewährleistet eine weitgehend frequenzunabhängige Ausgangsspannung und einen niedrigen Klirrfaktor. Zur Erklärung der Wirkungsweise wird das Prinzipschaltbild des Generators (Bild 2) betrachtet.

Die Rückkopplung von der Anode von $Rö_2$ auf das Steuergitter von $Rö_1$ erfolgt über ein RC-Glied. Bei einer bestimmten Frequenz, der Resonanzfrequenz, ist die Phasendrehung des Gliedes 0°. Die Dämpfung beträgt dann $\frac{1}{3}$. Die durch die Mitkopplung erzeugte Amplitude würde so lange anwachsen, bis sie durch Nichtlinearitäten in den Röhren begrenzt wird; dabei treten erhebliche Verzerrungen auf.

Die Gegenkopplung von Anode $Rö_2$ auf die Katode von $Rö_1$ arbeitet dem Anwachsen der Amplitude entgegen: Bei großer Wechselspannung ist der Widerstand des Heißleiters klein und die Gegenkopplung groß. Dadurch sinkt die Ausgangsspannung an der Anode von $Rö_2$. Kleine

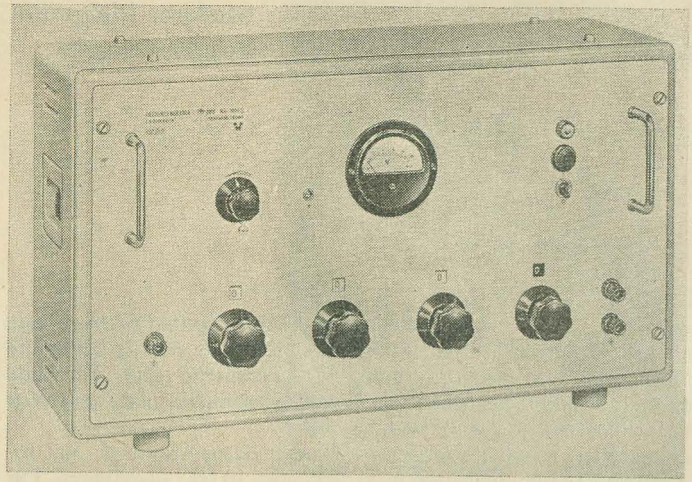


Bild 1 Tieftongenerator Typ 2012, VEB Funkwerk Erfurt

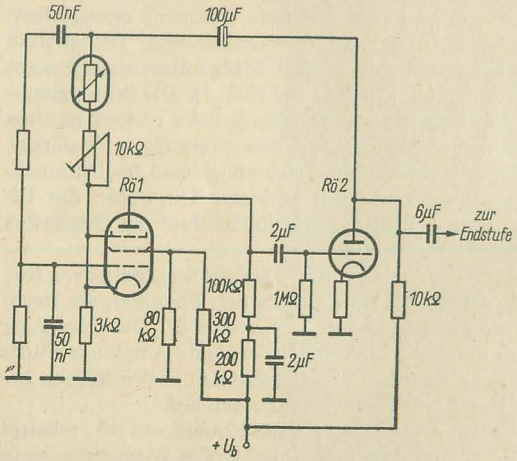


Bild 2 Generatorteil des Tieftongenerators Typ 2012 (vereinfachter Stromlaufplan)

Ausgangsspannung bedeutet aber weniger Strom durch den Heißleiter, also großen Widerstand. Die Gegenkopplung wird wieder kleiner, die Ausgangsspannung größer. In Wirklichkeit stellt sich ein Mittelwert für Ausgangsspannung bzw. Gegenkopplung ein. Die nichtlineare Gegenkopplung sorgt für eine verzerrungsarme Begrenzung der angefachten Schwingung, auch wenn (z. B. bei Frequenzwechsel) sich die Widerstände des Wien-Brückenkreises ändern (d. h. die Verstärkung des rückgekoppelten Verstärkers): Die Amplitude der erzeugten Schwingung bleibt konstant.

Nach der Schwingungserzeugung in der Wien-Brückenschaltung führt man die erzeugte Tieftonfrequenz (sie ist in Stufen zu 0,1 Hz dekadisch in 4 Stufen einstellbar) einer weiteren Elektronenröhre zu, in der die Ausgangsspannung verstärkt wird. Die bei einer unteren Frequenzgrenze u. a. auftretenden Probleme seien hier nur wie folgt angedeutet: Größe der Koppelkondensatoren von Anode $Rö_2$ zum Gitter der erwähnten Leistungsverstärkerstufe $Rö_3$ — 6 µF bei einem Gitterableitwiderstand von 1,1 MOhm. Die Ausgangsspannung der Tieftonfrequenz wird von einem eingebauten Instrument angezeigt, was für manche Messung wichtig sein kann. – Soviel über die Tieftonfrequenzen.

Ein Frequenzgebiet, das auch den Amateur praktisch interessiert: Bei der Post wird gelegentlich für Messungen ein „Normalgenerator" benötigt. Er heißt so, weil er (der Definition des Neper-Nullpegels gemäß) eine Leistung von 1 mW an einem äußeren Widerstand von 600 Ohm abgibt, und zwar bei gleich großem Innenwiderstand und einer Frequenz von 800 Hz.

Der Generator soll vielseitig verwendbar sein (z. B. wird er auf Montage in Verstärkerämtern benutzt). So liegt es nahe, ihn transistorisiert und netzunabhängig aufzubauen. Bild 3 zeigt den Normalgenerator Typ 2014, Bild 4 die (vereinfachte) Schaltung des Gerätes (ebenfalls vom VEB Funkwerk Erfurt). Die Schaltung ist äußerst unkompliziert und betriebssicher: Ein Transistor OC 820 wird über einen Übertrager rückgekoppelt und erzeugt eine Wechselspannung. Die Frequenz bestimmt der Kondensator C_3. Auf der Sekundärseite des Übertragers wird die Wechselspannung ausgekoppelt und dem Ausgang zugeführt. Vor dem durch W_8 und W_9 gebildeten Generator-Innenwiderstand (für die Ausgangsspannung) erfolgt die Messung der Wechselspannung, am Meßinstrument Ms_1 die Anzeige. Mit W_1 läßt sich die Batteriespannung des Transistors und damit – wenn erforderlich – seine Oszillatoramplitude nachregeln. Ein Dämpfungsglied, regelbar mit S_3/S_4, erlaubt das Umschalten der Ausgangsleistung von 0 auf 1 Np.

Die Übertragung von Ferngesprächen auf Leitungen – direkt oder über den Umweg der Trägerfrequenz – ist in unserem Staat der Deutschen Post vorbehalten. Doch der kurz beschriebene Normalgenerator kann vielen Amateuren Anregung geben, etwas ähnliches nachzubauen.

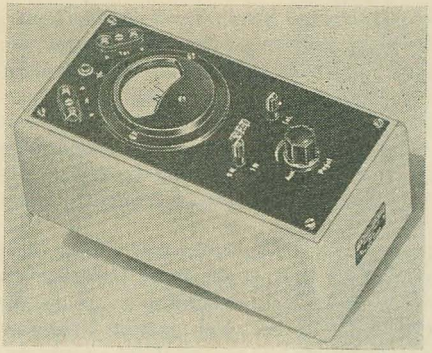


Bild 3
Normalgenerator Typ 2014
(VEB Funkwerk Erfurt)

Ein dritter Generator vom VEB Funkwerk Erfurt vervollständigt die Liste der hier vorgestellten Meßgeräte dieses Werkes: der Breitbandgenerator Typ 2016 (Bild 5). Er erzeugt eine beliebig wählbare Frequenz im Intervall 10 Hz bis 10 MHz. Die Größe seiner Ausgangswechselspannung kann zwischen 3 μV und 10 V eingestellt werden. Ein eingebautes Instrument zeigt die Ausgangsspannung an. 16 Röhren bilden die Bestückung dieses Laboratoriummeßgerätes (30 kg Masse!). Interessant ist das Blockschaltbild des Generators (Bild 6).
Für die Schwingungserzeugung wird im Bereich 10 Hz bis 1 MHz ein

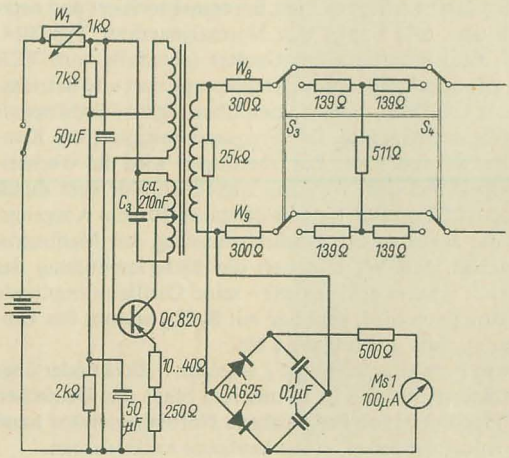


Bild 4
Vereinfachter Stromlaufplan des Normalgenerators

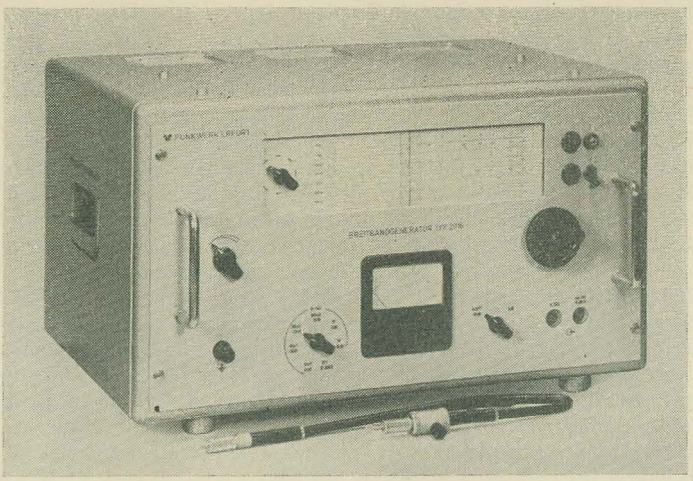


Bild 5 Breitbandgenerator Typ 2016 (VEB Funkwerk Erfurt)

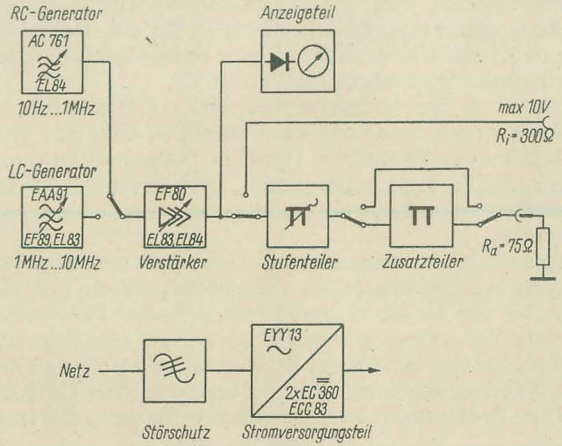


Bild 6 Blockschaltbild des Breitbandgenerators

RC-Wien-Brückengenerator, im Bereich 1 MHz bis 10 MHz ein geregelter LC-Generator verwendet. Die Regelung besteht darin, daß die Ausgangsspannung des Oszillators über eine Gleichrichterröhre eine Regelspannung erzeugt, die den Arbeitspunkt der Oszillatorröhre (EF 89) bestimmt. Dadurch wird die Ausgangsspannung auf einem nahezu konstanten Wert gehalten. Das gleiche Prinzip der Regelung (allerdings nicht am Oszillator) findet man bei der sogenannten Schwundregelung im Superhet-Rundfunkempfänger. Nach der Schwingungserzeugung und der Verstärkung auf die erforderliche Leistung (man beachte die „dicken" Verstärkerröhren) wird die Ausgangsspannung angezeigt und in den folgenden frequenzabhängigen Teilen definiert gedämpft.

Bei der Betrachtung dieser und anderer Meßgeräte kann beim Leser die berechtigte Frage auftauchen, wie denn beim Export von Meßgeräten der anderssprachige Kunde die Beschriftung der Bedienungsknöpfe, Ausgangsspannungsbuchsen usw. lesen kann. Jeder Techniker gewöhnt sich natürlich schnell an „seine" Geräte und kann bald auf Beschriftungen verzichten. Doch das darf man beim Export nicht voraussetzen. Beschriftungen in verschiedenen Sprachen wären ideal, aber umständlich und bei kleinen Stückzahlen unwirtschaftlich. Man fand einen anderen Weg:

Die Techniker der ganzen Welt sprechen alle die ihnen gemeinsame „Sprache der Technik". So wird auch die Beschriftung der Meßgeräte in dieser internationalen Sprache vorgenommen. Bild 7 zeigt eine Zusammenstellung der von den Meßgerätewerken unserer Republik gewählten Symbole für die Beschriftung*. Einige dieser Zeichen sind dem Techniker sofort verständlich. Bei einigen muß er etwas nachdenken, einige mögen sogar anfangs unverständlich sein. Doch der Gedanke ist gut und wird sicher den Beifall jener ausländischen Kollegen finden, die mit den Geräten arbeiten sollen.

Zurück zu den Meßgerätetypen. Neu (1963) u. a. ist der Selektograf SO 86 F für Fernsehempfängerreparaturen usw. vom VEB Technisch-Physikalische Werkstätten (TPW) in Thalheim-Erzgebirge (Bild 8). Da der Begriff des „Selektografen" nicht überall als bekannt vorausgesetzt werden kann, sei das allen Selektografen gemeinsame Prinzip erklärt:

Eine Hochfrequenzspannung wird über einen mehr oder weniger großen Bereich frequenzmoduliert (gewobbelt); jedoch soll dieser Bereich größer sein als die Bandbreite des zu untersuchenden bzw. abzugleichenden Empfängers. Dieser Wobbelbereich bzw. Frequenzhub beträgt 0 bis 10 MHz im Fall des SO 86 F, ist also größer als die Bandbreite von Fernsehempfängern nach der bei uns üblichen CCIR-Fernsehnorm. Diese frequenzmodulierte Hochfrequenzspannung führt man dem Emp-

* Siehe auch: *Hermann, W.*, und *Bartsch, E.*, Sinnbilder für Bedienung nachrichtentechnischer Geräte; radio und fernsehen 11 (1962) H. 11, S. 360 und 3. U.-S.

Bild 7 Zusammenstellung der Beschriftungssymbole an Meßgeräten u.ä.

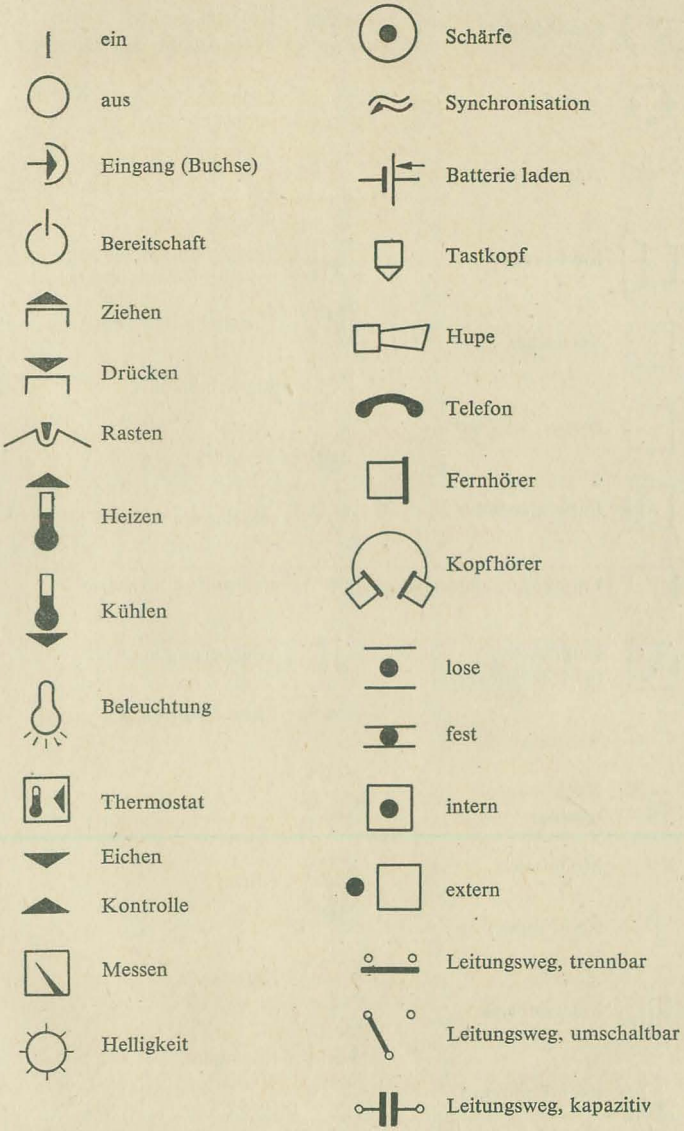


Bild 7 Fortsetzung

handbetätigt

automatisch betätigt

Antenne allgemein

Lautsprecher

Verstärker

Sender, allgemein

Impulsgenerator

Empfänger, allgemein

Empfänger
für Höchstfrequenz

Wechselstrom

Hochfrequenz,
regelbar

Modulation

Nadelimpuls

Mäanderwelle

Rechteckimpuls

Rechteckimpuls,
in der Amplitude veränderb.

Rechteckimpuls auf Nadel-
impuls umschaltbar

Auslösung am Anfang
der steigenden und fallenden
Flanke

Tastverhältnisänderung
bei Rechteckimpulsfolge

Nadelimpuls, dehnbar

Sägezahnimpuls

Kontrast

schreibende Anzeige

elektronische Anzeige

Tonübertragung

Lichtblitzanzeige

Anode

Gitter

Katode

Nennmaß

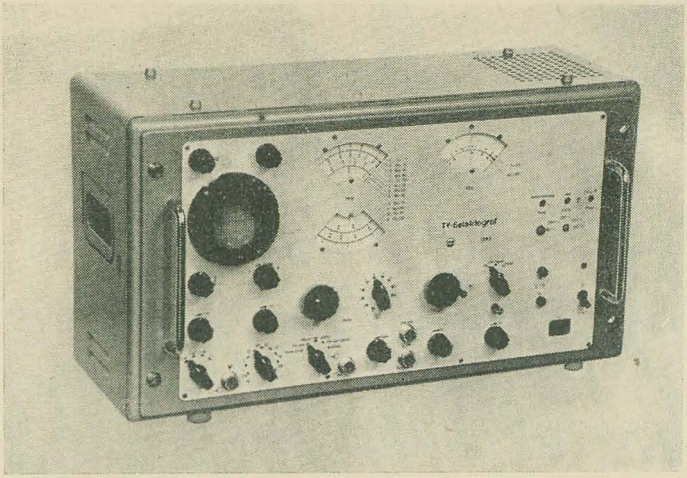


Bild 8 Selektograf Typ SO 86 F
(VEB Technisch-Physikalische Werkstätten Thalheim/Erzgebirge)

fänger an passender Stelle zu, beispielsweise an der Antennenbuchse. Hinter dem Demodulator wird die Spannung wieder abgenommen und dem Sichtteil des Selektografen zugeführt. Nach ausreichender Verstärkung kommt sie dort auf die Meßplatten einer Oszillografenröhre. Die Kippfrequenz an den Ablenkplatten ist mit der Modulationsfrequenz (Wobbelfrequenz) des Generatorteiles synchronisiert; aus Gründen der Vereinfachung wurde die Netzfrequenz 50 Hz gewählt. Da der Durchlaßbereich des Empfängers periodisch durch die Frequenzmodulation der Eingangsspannung „durchfahren" wurde, sieht man auf dem Bildschirm eine Abbildung der Durchlaßkurve.

Ein weiterer Generator des Selektografen erzeugt genau einstellbare Festfrequenzen, die der gewobbelten Eingangsspannung zugemischt werden. Sie ergeben auf dem Bildschirm Frequenzmarken, d.h. Striche oder Punkte in der abgebildeten Durchlaßkurve, die den eingestellten Festfrequenzen entsprechen. Bild 9 zeigt ein (willkürlich) gewähltes Beispiel eines Selektografenbildes.

Der große Vorteil des Selektografen beim Empfängerabgleich leuchtet ein: Man braucht nicht mehr die Kreise einzeln auf die jeweils geforderte Resonanzfrequenz (auf Maximum) abzustimmen, sondern hat stets die gesamte Durchlaßkurve vor Augen. So kann man beurteilen, wie sich die Verstimmung des einen oder des anderen Kreises insgesamt auswirkt.

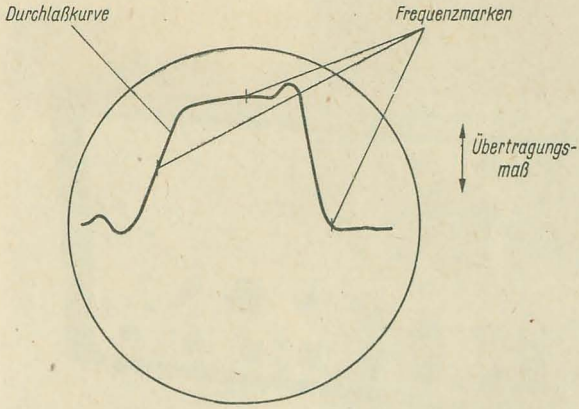


Bild 9 Beispiel einer Durchlaßkurve auf dem Schirm eines Selektografen

Auch die Einstellung der jeweils richtigen Kreisdämpfung wird sofort kontrolliert. Gerade beim Fernsehempfänger ist eine normgerechte Durchlaßkurve ungeheuer wichtig für gute Bild- und Tonqualität. Viele Abgleichfehler (die sich in Überschwingen, mangelhafter Auflösung, Intercarrierbrummen usw. auswirken) lassen sich ohne Selektografen nur sehr schwer erkennen. Der Selektografenabgleich erhöht nicht nur die Arbeitsqualität in der Reparaturwerkstatt, sondern hilft auch Zeit sparen. Dem Selektografen gehört daher die Zukunft!

Wichtig am Typ SO 86 F ist u.a., daß er für die Frequenz 5 bis 340 und 465 bis 800 MHz ausgelegt ist. Damit erfaßt er außer dem Differenzfrequenz- und Zwischenfrequenzbereich moderner Fernsehempfänger alle Fernsehbänder (I bis V), ist also auch zukunftssicher im Hinblick auf die Einführung des UHF-Fernsehens.

Ein anderes wichtiges Meßgerät – diesmal für Fernsehsender – sei noch aus der Vielzahl der Typen unserer Produktion herausgegriffen. Es handelt sich um das Video-Meßgestell VMX–3, das in Gemeinschaftsarbeit zwischen VEB Meßelektronik (früher VEB Werk für Fernmeldewesen und Meßgeräte-Entwicklung des VEB Funkwerk Köpenick), VEB Funkwerk Erfurt sowie Rundfunk- und Fernsehtechnischem Zentralamt (RFZ) der Deutschen Post entstand. Es enthält einen Video-Pegelmesser für den Frequenzbereich 16 Hz bis 10 MHz und die Pegel −70 bis +10 dB (bezogen auf 0,775 V ≙ 0 dB) sowie einen Wobbelgenerator (Video-Wobbler) für den Bereich 0,2 bis 10 MHz, Frequenzhub 1 bis 10 MHz. Weiterhin hat das Gerät einen sogenannten

BAS-Signalgeber, einen sogenannten B-Signalgenerator, einen Fernsehmeßoszillografen und einen Breitbandgenerator für die Frequenzen 10 Hz bis 10 MHz. Mit dem Video-Meßgestell können u.a. folgende Messungen am Fernsehsender ausgeführt werden:

Pegel- und Störspannungsmessungen,
Amplitudenfrequenzgang-Messungen,
Messungen der Pegelhaltung, der (Bild)Linearität, der Dachschräge der Synchron- und anderer Impulse,
Messung des Einschwingverhaltens.

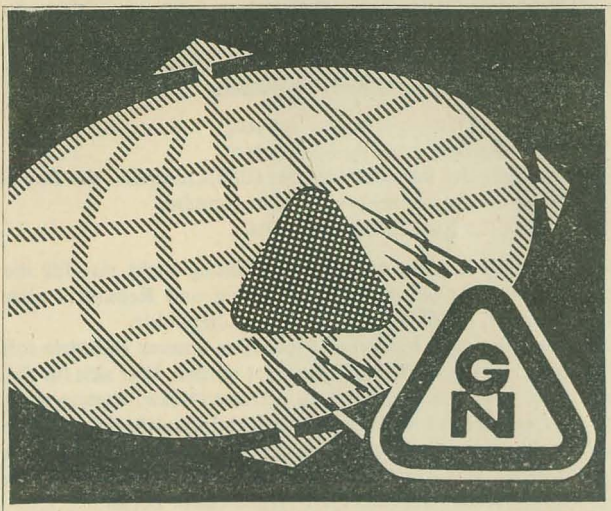
Das Videomeßgestell ist eine wichtige Einrichtung nicht nur für die Inbetriebnahme, sondern auch für die Wartung und Reparatur aller Arten Fernsehsender, -studios und -Richtfunkstützpunkte.
Mit dieser Auswahl einiger moderner Meßgeräte unserer Industrie soll der kurze Streifzug in die Meßtechnik beendet werden. Wer sich für das jeweils komplette Fertigungsprogramm interessiert bzw. weitere technische Daten erfahren möchte, der wende sich als Inlandsbezieher an die DHZ Elektrotechnik bzw. an das zuständige Großhandelskontor und auch an die Werke selbst. Der Auslandskunde erhält alle Hinweise über die zuständige Importgesellschaft bzw. DIA Heimelektrik Berlin.

Antwort

② Der Gleichrichter ist kapazitiv belastet. Daher liegt in der Sperrzeit der Augenblickswert der Wechselspannung zuzüglich der Spitzenspannung, auf die der Kondensator in der Durchlaßzeit aufgeladen wurde, am Gleichrichter. Erreicht die Wechselspannung den Spitzenwert, dann liegt etwa die doppelte Spitzenspannung

$$2 \cdot U_{Tr} \cdot \sqrt{2} \approx 2 \cdot 340 \approx 680 \text{ V}$$

am Gleichrichter.
Bei den vom Hersteller angegebenen Daten für Halbleitergleichrichter und Gleichrichterröhren wird diese Tatsache bereits berücksichtigt.



In vielen Teilen der Erde

werden unsere unter Berücksichtigung langjähriger Facherfahrung entwickelten Bauelemente der Nachrichtentechnik mit Erfolg verwendet

Tastenschalter, Miniatur-Tastenschalter
Transformatoren, Drosseln, Spulensätze
Drahtwiderstände, UKW-Bausteine

Gustav Neumann KG

SPEZIALFABRIK FÜR SPULEN
TRANSFORMATOREN · DRAHTWIDERSTÄNDE
CREUZBURG/WERRA (THÜR.)

Besuchen Sie uns zur Leipziger Frühjahrsmesse
Technische Messe – Halle XVIII

Reinhard Oettel
DM 2 ATE

Funkfernschreiben im Amateurfunk

Die Fernschreibtechnik gehört zu den modernsten Nachrichtenübermittlungsarten, und die Fernschreibnetze werden wegen ihrer großen Bedeutung für Wirtschaft und Landesverteidigung ständig weiter ausgebaut. Die Vorteile des Fernschreibens können wie folgt zusammengefaßt werden:

- sofortige schriftliche Übermittlung von Nachrichten zwischen beliebig weit auseinanderliegenden Fernschreibstellen;
- einfache Handhabung der Fernschreibmaschine. Die Tastatur entspricht fast der einer Büroschreibmaschine, so daß mit Maschinenschreiben vertraute Personen einen Fernschreiber bedienen können;
- die geschriebene Nachricht kommt an den sendenden und empfangenden Fernschreibmaschinen gleichzeitig zum Abdruck;
- es ist möglich, Fernschreibmaschinen so zu schalten, daß die beiden miteinander verbundenen Maschinen gleichzeitig senden (schreiben). Bei dieser sogenannten Duplexschaltung wird die Nachricht jeweils nur von der Gegenstelle abgedruckt;
- ein Fernschreiben kann wie jedes andere Schriftstück abgeheftet werden; Herstellung von Durchschlägen ist bei Blattschreibern möglich;
- der Einsatz von Lochstreifensendern ermöglicht die automatische Aussendung von Fernschreiben mit hoher Schreibgeschwindigkeit;
- Empfangslocher ermöglichen die gleichzeitige Herstellung eines Lochstreifens beim Empfang eines Fernschreibens;
- Sammelschaltungen ermöglichen gleichzeitige Übermittlung eines Fernschreibens an mehrere Fernschreibstellen.

Unter Funkfernschreiben versteht man die drahtlose Verbindung zwischen Fernschreibstellen unter zusätzlicher Verwendung von HF-Sende- und -Empfangseinrichtungen.

Die interessanten technischen Vorgänge beim Fernschreiben und die vorgenannten Möglichkeiten haben die Funkamateure besonders in letzter Zeit bewogen, sich mit dem Amateur-Funkfernschreiben, „RTTY" genannt, näher zu befassen. Auch in der DDR sind bereits

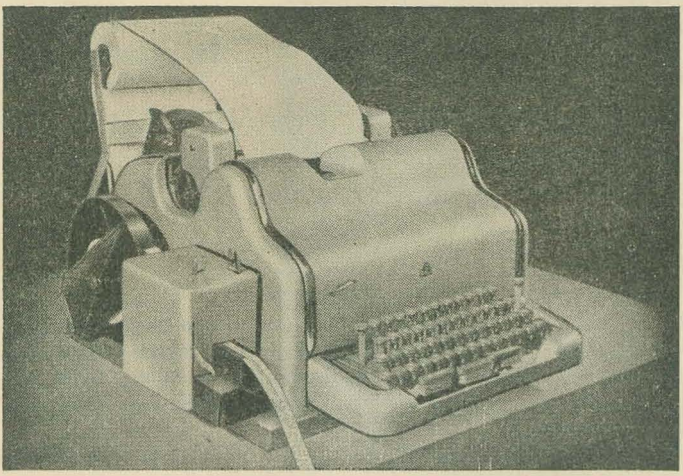


Bild 1a RFT-Blattschreiber mit angebautem Empfangslocher

eine Anzahl Amateurfunkgenehmigungen zum Funkfernschreiben erteilt worden. Zum besseren Verständnis der Amateurfunk-Fernschreibtechnik ist es notwendig, einige grundsätzliche technische Begriffe zu erläutern.

Vorgang in der Fernschreibmaschine

Vom Sender einer Fernschreibmaschine (Bild 1) werden nach Anschlag eines bestimmten Buchstabens oder Zeichens auf der Tastatur Stromimpulse erzeugt. Die Impulsreihenfolge der verschiedenen Buchstaben, Ziffern und Zeichen nach dem international üblichen Telegrafenalphabet Nr.2 ist aus Tabelle 1 ersichtlich. Der Empfänger der Fernschreibmaschine sorgt dafür, daß aus diesen Impulsen wieder die entsprechenden Buchstaben oder Zeichen entstehen, die der Drucker dann sichtbar macht.

Grundsätze für eine drahtlose Fernschreibverbindung

Für die Übertragung auf drahtlosem Wege ist die unverzerrte, störungsfreie und fehlerlose Übertragung der entsprechenden Impulsgruppen einschließlich Start- und Stoppschritt besonders wichtig. Zu den Grund-

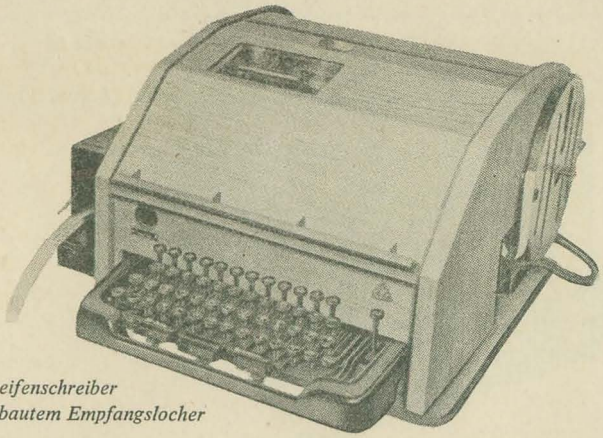


Bild 1b
RFT-Streifenschreiber
mit angebautem Empfangslocher

elementen einer drahtlosen Fernschreibverbindung gehören neben den Fernschreibmaschinen Kurzwellensender zur Umformung der Fernschreibsignale in HF-Signale und Kurzwellenempfänger zur Aufnahme der HF-Signale. In Verbindung mit einem entsprechenden Zusatzgerät entstehen dann die Impulse, die die Fernschreibmaschine wieder in Buchstaben oder Zeichen umsetzt. In der Amateurtätigkeit der Fernschreibtechnik sind 2 Betriebsarten üblich:

- A1-Betrieb, bei dem der HF-Träger im Rhythmus der Impulsgruppen getastet wird, die vom Fernschreibmaschinengeber kommen;
- F1-Betrieb, bei dem die HF um einige hundert Hertz im Rhythmus der Impulsgruppen umgetastet wird.

Beide Betriebsarten lassen sich in der Sendeanlage relativ einfach verwirklichen.

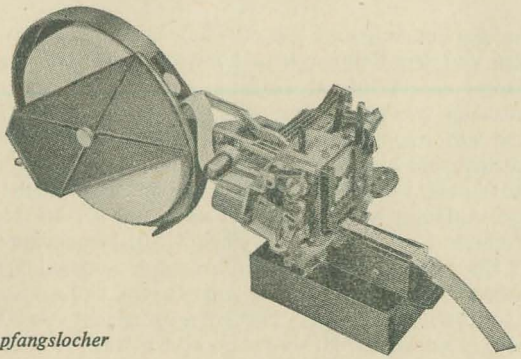


Bild 1c
RFT-Empfangslocher

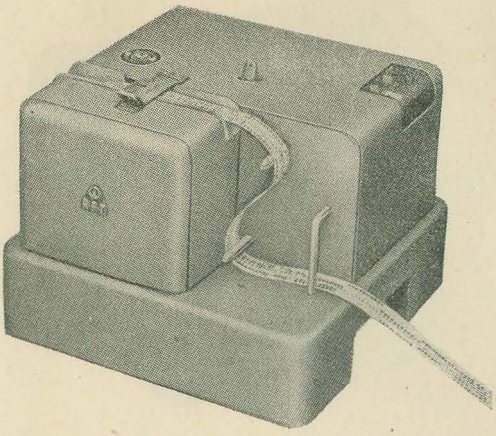


Bild 1d
RFT-
Lochstreifensender

Das Senderprinzip

Die einfachste Form der Tastung des Kurzwellensenders kann im A1-Betrieb erfolgen. Den A1-Betrieb kann man schon so verwirklichen, daß man die Anschlüsse des Fernschreibmaschinensenders an Stelle der Morsetaste einschaltet. Bei F1-Betrieb muß man mit der Fernschreibmaschine die Frequenz des Senders im Zeichenrhythmus umtasten. Auch das läßt sich in herkömmlicher Art, z. B. mit einer Reaktanzröhre oder Kapazitätsdiode, verwirklichen.

Grundsätze der Empfängertechnik

Auf der Empfangsseite (Gegenstelle) sieht die Sache etwas komplizierter aus. Von dem Empfänger und dessen Zusatzeinrichtung verlangt man, daß er das HF-Signal wieder in einwandfreie, von der Fernschreibmaschine verwertbare Impulse umsetzt. QSB, QRM, QRN (Störungen) und Verformungen im Empfänger bereiten dabei große Sorgen. Grundsätzlich sind hier die NF-Methode und die ZF-Methode für uns von Bedeutung, von denen sich die erste am leichtesten überblicken läßt. Der Anfänger sollte sich dabei zuerst mit der NF-Methode befassen. Voraussetzung ist, daß wir einen Überlagerungsempfänger mit BFO (2. Überlagerer) zur Hörbarmachung der unmodulierten HF-Signale haben. Diesen Empfänger stellt man so ein, daß am Kopfhörer oder am Lautsprecherausgang ein Niederfrequenzsignal von 800 bis 1000 Hertz bei ankommenden HF-Impulsen hörbar wird. Arbeitet der Sender der

Tabelle 1. Telegrafen-Alphabet Nr. 2
+ Stromschritt, — Pausenschritt (kein Strom)

Buchstabenreihe	Ziffern- und Zeichenreihe	Reihenfolge der Stromschritte						
		Startschritt	1	2	3	4	5	Stoppschritt
A	—	—	+	+	—	—	—	+
B	?	—	+	—	—	+	+	+
C	:	—	—	+	+	+	—	+
D	Wer da	—	+	—	—	+	—	+
E	3	—	+	—	—	—	—	+
F		—	+	—	+	+	—	+
G		—	—	+	—	+	+	+
H		—	—	—	+	—	+	+
I	8	—	—	+	+	—	—	+
J	Klingel	—	+	+	—	+	—	+
K	(	—	+	+	+	+	—	+
L	)	—	—	+	—	—	+	+
M	.	—	—	—	+	+	+	+
N	,	—	—	—	+	+	—	+
O	9	—	—	—	—	+	+	+
P	0	—	—	+	+	—	+	+
Q	1	—	+	+	+	—	+	+
R	4	—	—	+	—	+	—	+
S	'	—	+	—	+	—	—	+
T	5	—	—	—	—	—	+	+
U	7	—	+	+	+	—	—	+
V	=	—	—	+	+	+	+	+
W	2	—	+	+	—	—	+	+
X	/	—	+	—	+	+	+	+
Y	6	—	+	—	+	—	+	+
Z	+	—	+	—	—	—	+	+
Wagenrücklauf		—	—	—	—	+	—	+
Zeilenvorschub		—	—	+	—	—	—	+
Buchstabenwechsel		—	+	+	+	+	+	+
Ziffern- u. Zeichenwechsel		—	+	+	—	+	+	+
Zwischenraum		—	—	—	+	—	—	+
		—	—	—	—	—	—	+

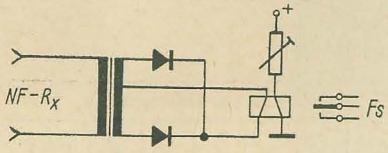


Bild 2
Anschaltung der FS-Maschine mittels Trafo, Gleichrichter und Relais

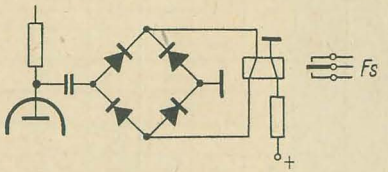


Bild 3
Direkte Anschaltung der Endröhre des Empfängers

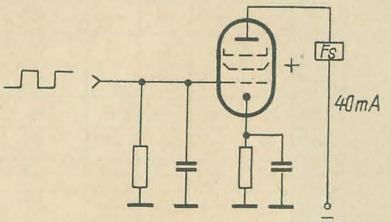


Bild 4
Elektronenröhre als elektronischer Schalter an Stelle eines Relais

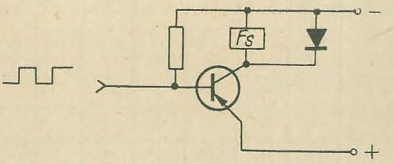


Bild 5
Transistor an Stelle eines Relais

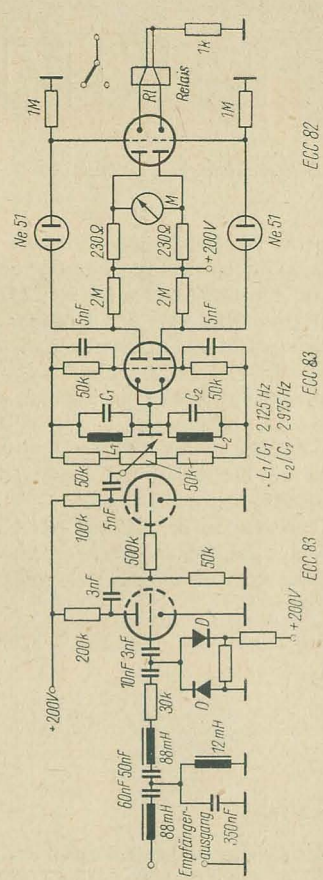


Bild 6 RTTY-Empfangskonverter nach W5BGP (Meßwerte M 2 × 20 mA mit Mittellage, Rl – polarisiertes Telegrafenrelais mit neutraler Ruhelage, Wicklung für 20 mA)

Gegenstelle mit Frequenzumtastung, so stellt man empfangsseitig eine der beiden Frequenzen (Pausen- oder Stromschritt) auf Schwebungsnull ein, so daß nur eine der beiden Frequenzen hörbar ist. Die Schwundregelung der Empfänger sollte außer Betrieb gesetzt werden. Die einfachste Möglichkeit besteht nun darin, die NF am Empfängerausgang gleichzurichten und einem Relais zuzuführen, das dann den Fernschreiber-Linienstromkreis tastet. Um teure und nicht immer brauchbare Relais zu umgehen, kann man den FS-Linienstrom auch auf elegante Art mittels Röhre oder Transistor steuern. Die Bilder (3 bis 6) zeigen einige Möglichkeiten.

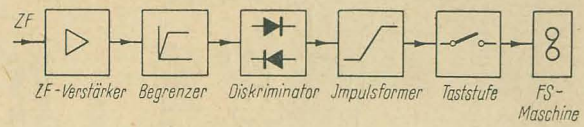
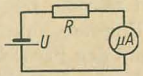


Bild 7 Blockschaltbild für F1-Konverter

Komplizierte NF-Schaltungen arbeiten (nach einer amerikanischen Empfehlung) mit einem Frequenzhub von 850 Hz. Für den Empfangszusatz sind Eingangsfrequenzen von 2125 und 2975 Hz vorgesehen. Durch selektive Glieder werden bei umfangreicheren Anlagen die beiden Frequenzen gesiebt und getrennt verarbeitet. Man erreicht damit einen günstigeren Störabstand, Ausschaltung von Fremdeinflüssen, und kann die Übertragung auch noch garantieren, wenn ein Band ausfällt. Bild 7 zeigt eine solche Schaltung.
Etwas komplizierter sind Empfangskonverter nach dem ZF-Verfahren. Bild 8 zeigt ein Blockschaltbild, aus dem die prinzipielle Wirkungsweise eines F1-Konverters ersichtlich ist.
Da der vorstehende Beitrag nur einen knappen Überblick über die Möglichkeiten des Amateurfunk-Fernschreibens geben sollte, wurde auf Verwendung von Hell-Schreibern bewußt nicht eingegangen.

Zum Nachdenken

③ Die Größe des Widerstandes R, der auf etwa 10 kOhm geschätzt wird, soll durch Strommessung bestimmt werden, indem nach dem Bild der Widerstand mit einem Mikroamperemeter in Reihe an eine Spannungsquelle mit der bekannten Spannung von 1,000 V gelegt wird.



Welche Größe muß außerdem bekannt sein, damit die Größe des Widerstandes R aus der Strommessung ermittelt werden kann?
Lösung siehe S. 297.

Rudi Bunzel

„Hier ist der Fuchs“

Am Freitag spricht mich mein Freund Heinz an: „Gehst du Sonntag mit zur Fuchsjagd?“
„Tut mir leid, Heinzelmann, leider habe ich weder eine Flinte noch einen Jagdschein...“
„Nicht doch“, fällt mir Heinzelmann ins Wort.
„Ach so, ich weiß schon, du meinst mit Konfetti. Der Fuchs verliert die Papierschnipselchen auf seinem Weg, und die Jäger finden ihn dank seiner Spur – oder auch nicht, wenn er schlau genug ist. Das hat mir schon als Kind gefallen. Abgemacht, ich komme mit!“
Ungeduldig stampft Heinzelmann mit dem Fuß auf und meint, das sollten wir doch lieber den Kindern überlassen. Dann hält er mir einen Vortrag über eine dritte Sorte Fuchsjagd. Was er mir davon erzählt, will ich mal versuchen wiederzugeben.
Also die Jäger, wissen Sie, die machen das gleiche, was Sie tun würden, wenn Sie einen Kopfhörer auf den Ohren hätten und Ihnen eine Stimme dauernd zuflüsterte „hier ist der Fuchs, hier ist der Fuchs“. Ja, richtig. Sie würden keine Ruhe geben, bis Sie den Burschen gefunden hätten. Kleinigkeit, meinen Sie, wenn der sich durch sein Gequassel selbst ver-

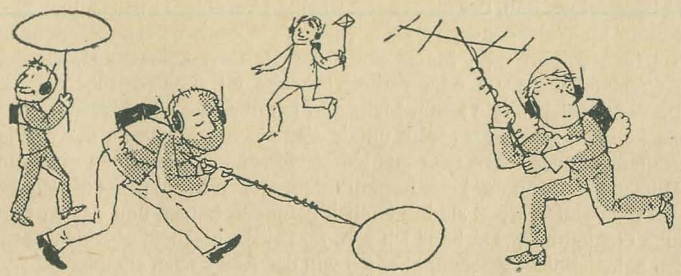


Bild 1 Ganz klar, daß der Fuchs hier kaum zu sehen ist. Er hat sich gut getarnt. Mit einiger Mühe kann man ihn in der linken Bildhälfte ausfindig machen

rät. Abwarten, so dumm ist er nun auch nicht, sonst wäre er ja kein Fuchs, sondern ein Esel.

Also dieser Schlaumeier hat sich natürlich mit hochwohllöblicher Genehmigung der Deutschen Post – nicht etwa des zuständigen Revierförsters – einen Sender zusammengebaut, der je nach Konstitution mit einer HF-Leistung von 1 bis 30 Watt pustet. Damit verkriecht er sich in irgendeinen Bau, der nicht nur – wie man bei einem Fuchs annehmen sollte – im Wald, sondern auch auf einem Heuboden, bei kabellötenden Telefonarbeitern zwei Meter unter der Hauptverkehrsstraße, an der Kaffeetafel der Oma oder raffinierterweise im Jungfernstübchen der Freundin gelegen sein kann. Mehr darf ich über die verschiedenen Verstecke nicht sagen. Das wäre unfair dem Fuchs gegenüber, der will ja schließlich auch leben oder zumindest vor seiner Entdeckung noch ein Dutzend Jäger an der Nase herumführen. Denen hängt meist die Zunge aus dem Halse, wenn sie ihn endlich gefunden haben, und das ist ihm eine Genugtuung. Da habe ich z.B. mal einen gesehen, also den hätte ich beinahe nicht gesehen, aber ich will der Reihe nach erzählen.

Bild 2 Besonders schwierig sind Fuchsjagden im Stadtgebiet, da man sehr leicht zu Fehlpeilungen verführt wird.

Am Sonntagmorgen gehe ich also mit Heinzelmann los. Es gießt wie mit Kannen. Mich stört das wenig, die Neugier treibt mich vorwärts. Wir kommen an einen Sportplatz. Hier wird gestartet. Der Regen hat etwas nachgelassen. Die Jäger lungern herum. Sie unterscheiden sich schon durch ihre Ruhe von dem übrigen Volk, das aufgeregt hin und her läuft und sich Starter, Schiedsrichter, Ordner oder was weiß ich wie noch nennt. Weitere Unterscheidungsmerkmale sind Startnummer auf Rücken und Brust, Hörer auf den Ohren, der je nach Fertigkeit größere oder kleinere selbstgebaute Peilempfänger (oft mit einer imponierenden Antenne), Kartentasche und Kompaß. Das alles gehört zu einer zünftigen „Äther-Fuchsjagd". Damit die ganze Sache recht knifflig wird, verstecken sich meist gleich drei Füchse, selbstverständlich an verschiedenen Stellen. Und weil es schließlich ein Wettkampf sein soll, kann nur siegen, wer alle drei Füchse in der kürzesten Zeit gefunden hat. Das Jagdvölkchen darf aber nicht etwa zu gleicher Zeit davonsausen. Weniger wegen des Flurschadens, den es anrichten könnte, als vielmehr wegen der Gefahr, daß einer dem anderen nachläuft, was wiederum besonders peinlich ist, wenn sich der erste in der Richtung geirrt hat. Das alles beobachtete ich oder erfuhr es von Heinzelmann.

Jetzt geht es also gleich los. Einer mit einer Armbinde – denn es ist alles gut organisiert – händigt dem ersten Jägerlein seinen Empfänger aus. Der mußte ihn vorher abgeben, das ist Vorschrift, von wegen Schummeln und so.

Der Starter senkt die Flagge – und schon schießt der Jäger los, wie von einer Tarantel gestochen. Hält er das durch, frage ich mich. Kaum habe ich ausgedacht, als er auch schon stoppt. Bruchteile von Sekunden verharrt er regungslos. Gleich fällt er um! Richtig, ein paarmal dreht er sich im Kreise – jetzt! Nein, so schnell, wie er stehenblieb, rast er in einer anderen Richtung weiter. „Er hat den Fuchs gepeilt!" belehrt mich Heinz.

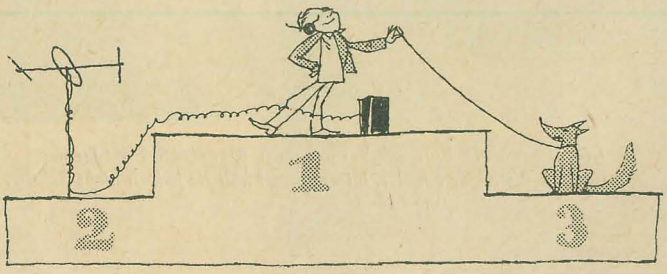
Bald wird mir diese dauernde Starterei zu langweilig. Ich schlage mich in die Büsche und betrachtete mir die Angelegenheit aus der Buschperspektive. Einige sind schon an mir vorbeigerast. Eben keucht wieder einer den leicht ansteigenden Waldweg herauf. Oben bleibt er stehen. Seinen Empfänger hält er hoch über den Kopf. Sein Anblick erinnert mich an einen Sieger auf dem Podest, der mit dem Blumenstrauß winkt. Nur das Gesicht ist nicht so freudig erregt. Er scheint nach innen zu blicken. Aus seinem Kopfhörer dringen unverständliche Laute an mein Ohr. Da der Berliner Rundfunk um diese Zeit nicht sendet, kann es sich nur um den Fuchs handeln. Also ist er auf der richtigen Fährte. Auf dem grünen Mittelstreifen des leicht abfallenden Weges legt er einen Zwischenspurt ein, nachdem er einen Blick auf die Karte geworfen hat. „Allzeit gute Fahrt!" rufe ich ihm nach, aber er hört mich schon nicht mehr. Gut so, denn ein „Weidmannsheil" wäre sicher angebrachter gewesen.

Bild 3 Die Minute vor dem Start. Dem Jäger wird der Empfänger den er am Tage vorher abgeben mußte, ausgehändigt.

Bild 4 Bei Fuchsjagden auf UKW kommt man nicht umhin, eine solche Antenne mit sich herumzutragen.

Bild 5 Die altbewährte Brotbüchse wird noch überwiegend als Gehäuse für Peilempfänger benutzt, international hält sie jedoch nicht Schritt.

Ich marschiere ein Stück weiter. Der Regen wird wieder heftiger. Er klatscht mir gegen die Brille. Zeitweise beträgt meine Sicht nur etwa siebzig Zentimeter. Was nun folgt, werden Sie nicht glauben. Trotz meiner zeitweiligen Sehbehinderung entdecke ich den Fuchs. Auf einer und unter einer Zeltbahn, mitten in der „Geografie", umgeben von triefenden Bäumen fristet er sein Dasein. Um bei der Wahrheit zu bleiben, ein glücklicher Umstand kam mir bei der Entdeckung zu Hilfe: Ich latsche nämlich plötzlich zufällig auf ihm herum. Ob dieser Störung flucht er verständlicherweise fürchterlich, doch bewahrt er noch einen Funken Höflichkeit und sagt laut und vernehmlich „Rindvieh", worauf ich mich meinerseits ebenfalls vorstelle. Seine Stimmung erreicht noch zweimal einen Höhepunkt. Einmal, als ich ihn frage, ob ich ihm einen Schirm besorgen soll, damit er nach Hause gehen kann. Das zweite Mal, als ich die wahrscheinlich nicht genug durchdachte Frage stelle, ob er einen Hund mithabe; denn ich hatte die im Gras liegende Antenne wegen der bereits geschilderten Witterungsverhältnisse als Hundeleine ausgemacht. Gerade will er mich zum Teufel jagen, damit ich seinen Standort nicht verrate, da wird Halali geblasen. Naß wie ein Scheuertuch erhebt er sich und grient zufrieden – vor Genugtuung: Die Hälfte der Jäger hat ihn nicht gefunden! Das nenne ich wahren Sportgeist!
Gemächlich gehe ich zum Sammelplatz der Jäger. Heftige Diskussionen sind im Gange. Es geht um Wenn und Aber. Das Wenn überwiegt. Aber trotzdem sind alle recht zufrieden. Ich auch, denn wenn ich nicht dort gewesen wäre, wüßte ich bis heute noch nicht, was eine Fuchsjagd ist. Das nächste Mal bin ich wieder dabei, aber nicht mehr als Zuschauer (d.h. wenn ich bis dahin den „Praktischen Funkamateur" Heft 7 verdaut habe!).
N.B.: Einen nicht unwichtigen Hinweis gab mir Heinzelmann noch, als ich mich verabschiedete: Die GST veranstaltet Fuchsjagden auch bei schönem Wetter!

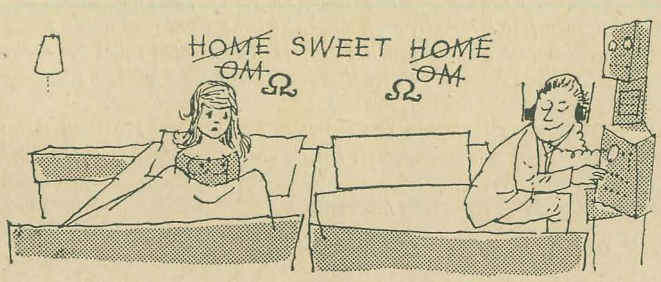


Ich heiratete einen Amateur!

Ich bin, Gott sei es geklagt, keine normal verheiratete Ehefrau, sondern eine XYL, d.h. die Gattin eines Kurzwellenamateurs. Den Ausdruck „Kurzwellenamateur" verwende ich, um keine gröbere Bezeichnung niederzuschreiben. Meine Mutter hatte mich gewarnt... Aber lassen wir das.

Die Tragödie begann an unserem Hochzeitstag, als Peter fast eine halbe Stunde zu spät zur Trauung erschien. Damals murmelte er etwas von einer Panne des Taxis, zwei Monate später traf die QSL-Karte ein, und die Panne stellte sich als „my only HB9–QSO" von COCOS heraus, der ausgerechnet an diesem Tag während 5 Stunden auf einer verlassenen Insel arbeitete und 123 Stationen zu einem neuen Land verhalf. Die Tatsache, daß die QSL das QSO Nr. 121 und *gleichzeitig die einzige Verbindung mit der Schweiz bestätigte, wog die Verspätung in den Augen meines Peters natürlich bei weitem auf.*

In den zwei für die Hochzeitsreise zur Verfügung stehenden Wochen bekamen wir jedoch nicht einen einzigen Gipfelpunkt der Umgebung zu Gesicht. Dafür aber hatten wir 28 Amateurstationen besichtigt und ebensoviele HAM-Feste durchgehalten. Von der 29. Besichtigung wurde ich durch den Umstand verschont, daß gerade eine Ionosphärenstörung wirksam war. Als wir bei HQ-Eddie ankamen (er erhielt diesen Übernamen, nachdem er drei Tage lang HQ129X gerufen hatte, weil er die Empfängerbeschreibung eines Amateurs



für eine neue Station gehalten hatte), trafen wir ihn gerade auf einem der Gänge zwischen seinem Briefkasten und seiner Station (die einzigen Orte, wohin er sich je begibt, ausgenommen Ionosphärenstörungen, welche er zum Versand von QSL-Mahnbriefen benutzt, die wahre, oft die Tränendrüsen anregende Meisterleistungen sind).

Nach Hause zurückgekehrt, ging es ans Einrichten der Zweizimmerwohnung. Die erste Silbe des Substantivs „Zweizimmerwohnung" zeigt, daß als Standort für die Station keine große Auswahl vorhanden war: Das Schlafzimmer mußte herhalten. Hierauf wurde unter ständigen Verwünschungen an die Adresse des Erbauers des Hauses (wie kann man auf einem Grundstück bauen, auf dem nicht einmal eine anständige Longwire Platz hat!) der Garten verdrahtet.

Ich habe mich bald daran gewöhnt, trotz Pfeifen, Zischen, Krachen und ähnlichen Wohllauten, die oft die ganze Nacht über andauern, zu schlafen. Unangenehmer ist Peters Gewohnheit, gelegentlich mit einem Begleiter vom Stamm heimzukehren, „um ihm noch rasch die Station zu zeigen". Wenn die Bedingungen gut sind, vergessen beide, daß eine XYL noch vor dem Morgengrauen ins Bett möchte.

Vor einiger Zeit – der Storch wurde nächstens bei uns erwartet – schreckte mich ein Schrei und ein Aufprall aus dem Schlaf. Peter hatte anscheinend vergessen, beim Arbeiten im Sender den entscheidenden Schalter zu bedienen. In panischer Angst raste ich zum Telefon, um den Arzt zu alarmieren. Der kam gerade zur rechten Zeit ... Als Peter wieder zu sich kam, war er Vater einer etwas zu früh das Licht der Welt erblickt habenden Tochter. Glücklicherweise scheint sich die „Harmonische" (Ausdrücke haben die Leute!) trotzdem normal zu entwickeln.

Während der Conteste (und an welchem Wochenende gibt es keine?) merke ich nur am flackernden Licht und an den Stromunterbrechungen, die von frenetischen Rufen wie: „Rasch, setze eine neue Sicherung ein, ich glaube, AC4NC antwortet" begleitet sind, daß ich einen Mann habe. Dies scheint bei Amateuren so allgemein verbreitet zu sein, daß sie eine spezielle Abkürzung dafür verwenden: CW = Contest-Witwe.

Mit den Nachbarn sind sämtliche diplomatischen Beziehungen abgebrochen (BCI!), so daß ich dort keine Zuflucht aus meiner Langeweile finden kann.

Immer wenn Peter auf der Jagd nach neuen Ländern ist, darf kein Staubsauger benutzt werden (QRM-lokal), auch der elektrische Herd muß außer Betrieb gesetzt werden (die Sicherungen!!!). Letztes Weihnachten sollte ich endlich den längst fälligen Kühlschrank erhalten, aber der KS-99 kam gerade heraus („Eine unerreichte Selektivität, Schatz!").

Ich habe alle diese Tatsachen und Beispiele zu Nutz und Frommen meiner Geschlechtsgenossinnen niedergelegt, um sie vor einem gleichen unüberlegten Schritt zu warnen ...,
falls sie diese Zeilen zu Gesicht bekommen! *XYL*

Nach „OLD MAN" 4/54

funkamateur das ist für Sie, lieber Leser, natürlich ein Begriff; wie sollten Sie Ihre Monatszeitschrift nicht kennen!

Aber wie steht es mit dem anderen **funkamateur**
in Dresden N 23
Bürgerstraße 47, Fernruf 54781,
ist Ihnen der auch so gut bekannt?
Jedenfalls bietet er Ihnen als Spezialgeschäft für Halbleitertechnik, Funk und Elektronik zur Zeit folgendes Sortiment:

Transistoren, die z. Z. gefertigt werden, Dioden (einschl. Schalt- und Richtdioden, Gleichrichter, Zenerdioden)

Schichtwiderstände 0,05 – 0,125 – 0,250 – 0,5 W
TNM – vorher HLS
TNA – Anlaß- und Verzögerungswiderstände
TNK – Widerstände für Kompensationszwecke
SV – Varistoren

Kondensatoren – Keramik – Papier Elko NV und HV – Potentiometer Schicht und Draht kupferkaschiertes Basismaterial in kleinen Abmessungen, dazu Bauelemente für gedruckte Schaltung Verbindungsleisten Röhrensockel – Kleinsttrafos Treiber und Übertrager

Keramische Bauteile wie Stufenschalter – Röhrensockel Spulenkörper Kleinstrelais der Fa. Stuhrmann Gesprächszähler 8 – 60 V Mikrorelais der Keramischen Werke Hermsdorf Fotowiderstände – Ferritantennen Kerne – Stabilisatoren Görler-Spulenkörper Schalenkerne der optimalen Reihe Morsetasten – Kopfhörer – Röhren Rauschdioden GA 560 – Elektronenblitzröhren der Fa. Preßler

Drehkondensatoren der Fa. Elektrik Schalkau – Lautsprecher – Übertrager – Netztransformatoren Netzdrosseln – Heiztrafos Schiebetastenschalter des VEB Elektrotechnik Eisenach und der Fa. Neumann – Spulensätze Teile für Tonbandgeräte

Nach Liefermöglichkeit der Industrie
„Sternchen"- und „T 100/101 R 100"-Teile

Weiterhin gehört zu dieser Auswahl natürlich sämtliches Zubehör, wie Stecker – Schalter – Lötkolben – Lötösen und Leisten – HF-Litze – Kabel – Mikrofone – Bandfilter – Einbaumeßinstrumente – Multizet II – Multiprüfer III – Isolierschlauch usw. – Batterien einschließlich NC-Knopfsammler
Fachliteratur finden Sie ebenfalls dort; und dabei sei darauf hingewiesen, daß für sämtliche im Militärverlag erscheinenden Originalbaupläne die entsprechenden Einzelteile vorrätig gehalten werden (Versand per Nachnahme sowie bei Organisationen, Armeeklubs und Betrieben auf Rechnung ohne Wertgrenze im gesamten Gebiet der DDR). Eine Bitte an Sie, lieber Leser: Bestellungen bitte zweifach einreichen bei

Ihrem **funkamateur**

Der Q-Multiplier – ein elektronisches Quarzersatzfilter

Günter Fietsch

Die in den letzten Jahren sich immer mehr bemerkbar machende Überbelegung der Amateurbänder verlangt von einem guten Amateurempfänger besonders hohe Selektionsfähigkeit. Nur ein Doppelüberlagerungsempfänger kann den höheren Anforderungen gerecht werden. Während die erste hohe Zwischenfrequenz eines derartigen Empfängers für eine gute Spiegelfrequenzfestigkeit sorgt, ergibt die zweite niedrige ZF, die in der Regel um 100 kHz liegt, eine verhältnismäßig gute ZF-Selektion. Betriebserfahrungen haben jedoch gezeigt, daß die Trennschärfe derartig aufgebauter Empfänger nicht mehr ausreicht. Man verlangt heute im Amateursuper stetig regelbare Bandbreiten von etwa 100 Hz bis 3 kHz, so daß einwandfreier Empfang sowohl von Telegrafie als auch von Telefoniesendungen möglich ist. Die vom Amateur selbst herstellbaren oder von der Industrie gelieferten Bandfilter mit einer Güte von Q = 150 bis 200 erfüllen die Selektionsansprüche des Amateurs nicht. Für Bandbreiten um 2000 Hz und darunter, bei leicht überkritischer Kopplung, ergeben sich Kreisgüten, die vom Amateur mit herkömmlichen Mitteln kaum realisiert werden können. Als Ausweg bleiben also nur noch zwei Möglichkeiten:

- stark entdämpfte Kreise (sogenannter Q-Multiplier = Güte-Multiplikator)
- Quarzfilter

Es ist allgemein bekannt, daß sich Quarze wie Schwingkreise hoher Güte (Q = 20000 bis 50000) mit genau definierter Frequenz und extrem stabilen elektrischen Daten verhalten. Aus diesem Grunde sind sie für Filterschaltungen im ZF-Verstärker wie geschaffen.

Man trifft deshalb häufig zur Selektionsverbesserung einstufige Quarzfilter in „klassischer" Bauform an, sogenannte Phasing-Filter. Bei derartigen Filtern ist jedoch die Durchlaßkurve stark unsymmetrisch. Durch die Phaseneinstellung des Filters lassen sich innerhalb des Durchlaßbereiches liegende Störsender ausblenden. Die Durchlaßkurve eines Phasing-Filters (Bild 3) ist sehr spitz. Wir wissen aber, daß die Forderung nach einer „Idealdurchlaßkurve", einer Rechteckkurve, besteht (Bild 1).

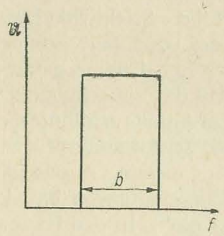


Bild 1 *Ideale Verstärkungskurve des ZF-Verstärkers*

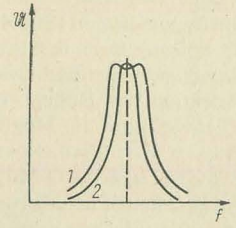


Bild 2 *Erzielbare Verstärkungskurve*

1 überkritische Kopplung,
2 unterkritische Kopplung

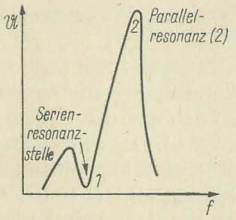


Bild 3 *Durchlaßkurve eines Einfach-Quarzfilters (Phasing-Filter)*

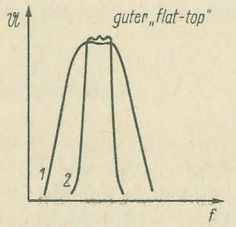


Bild 4 *Durchlaßkurve eines Doppel-Quarzfilters*

1 breit,
2 schmal

Höhere Selektivität bedeutet nun bei Telefonieempfang nicht eine kleinere Bandbreite, sondern eine größere Flankensteilheit der Durchlaßkurve bei einem guten „flat top" (engl. flache Spitze). Wir sehen also, daß das Einfachquarzfilter den Anforderungen nicht gerecht wird. Der am Anfang erwähnte niedrige ZF-Verstärker, als „Q-5er" bekannt, kann die Selektionsansprüche ebenfalls nicht befriedigen.
Aus diesem Grunde hat man eine ganze Anzahl von Mehrfachquarzfilterschaltungen entwickelt (z.B. Doppelquarzfilter des Empfängers „Köln"). In den letzten Jahren sind derartige Filter weiter verbessert worden (z.B. 525-kHz-Filter der Fa. Telefunken u.a.).
Alle derartigen Filter haben jedoch einen entscheidenden Nachteil: Sie bleiben wegen ihres hohen Preises leider für den Amateur zur Zeit noch ein Wunschtraum (Bild 4).
In Spitzensupern findet man nun häufig eine Kombination von Mehrfachquarzfiltern und Q-Multiplier [3]. Hierbei wird die ausgezeichnete Selektion von Doppel- oder Dreifachquarzfiltern bei hervorragendem „flat-top" und die Möglichkeit der wirksamen Ausblendung von Störträgern im Filterdurchlaßbereich sinnvoll vereint. Es kann selbstverständlich auch der Q-Multiplier allein zur Verbesserung der ZF-Selektion im Empfänger benutzt werden. Die entsprechenden Nachteile muß man dann natürlich in Kauf nehmen.

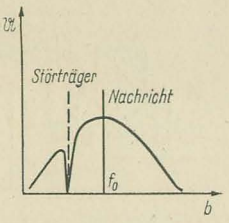
Wirkungsweise des Q-Multipliers

Der Q-Multiplier stellt im Prinzip einen stark entdämpften Schwingkreis dar. Dadurch erhöht sich die Güte des Kreises um den Faktor 20 bis 50, so daß man Kreisgüten von Q = 2000 bis 5000 und auch noch höher erreicht. Das wird elektronisch durch Einbau des Schwingkreises in eine Röhrenrückkopplungsschaltung erreicht. Der Grundgedanke hierzu stammt von *O.G. Villard.* Der Q-Multiplier bewirkt eine Resonanzkurve, die der eines Einfachquarzfilters mit Phasenregler zur Antiresonanzpunkteinstellung entspricht (siehe Bild 3 bis 5). Aus der Kurve ist ersichtlich, daß wir in der ZF-Kurve erstens eine Nullstelle und zweitens eine Spitze erzeugen können.

a – Erzeugung der Nullstelle

Will man in der ZF-Kurve eine Nullstelle erreichen, dann hat man zwischen Anode und Masse oder zwischen Gitter und Masse einer ZF-Stufe einen veränderlichen Widerstand (Scheinwiderstand) zu schalten. Dieser Scheinwiderstand muß bei einer ganz bestimmten Frequenz durch eine Gegenkopplung sehr klein werden. Sehen wir uns dazu Bild 6 an.

Bild 5 Durchlaßkurve eines QM-Filters (schematisch)



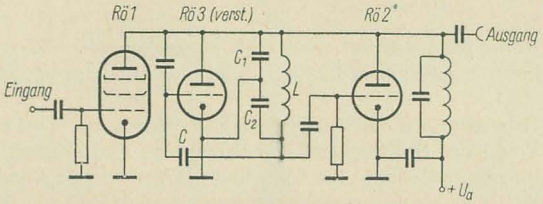


Bild 6 Schaltung zur Erzeugung einer Nullstelle in der ZF-Kurve

Hier liegt eine Triode zwischen der Anode der Röhre Rö 1 und Masse. Zwischen dem Gitter und der Anode dieser Triode ist ein abgestimmter Verstärker geschaltet. Dieser Verstärker arbeitet mit positiver Rückkopplung zur Gütemultiplikation. Die Schaltung wirkt nun so, als ob zwischen dem Gitter und der Anode der Triode Rö 2 ein hochselektiver Schwingkreis läge, d.h. ein Schwingkreis sehr hoher Güte. Dieser Verstärker muß so eingestellt werden, daß bei Resonanzabstimmung keine Phasenverschiebung zwischen der Eingangsspannung und der Ausgangsspannung auftritt. Die Röhre Rö 2 ist in diesem Falle sehr stark gegengekoppelt. Die Nullstelle im Durchlaßbereich des Filters wird also mit Hilfe des abgestimmten Schwingkreises im Verstärker (Rö 3) erzeugt. Die Tiefe der Resonanznullstelle soll sich bei der Abstimmung möglichst nicht ändern. Das wird erreicht durch ein entsprechendes Verhältnis der beiden Kondensatoren C 1 und C 2. Das Minimum liegt bei $C2 = 2C1$.

b – Erzeugung einer Spitze in der Resonanzkurve

Haben wir zur Erzeugung der Nullstelle die Serienresonanzstelle verwendet, so können wir auch die Parallelresonanzstelle ausnutzen. Dadurch erhalten wir eine Spitze in der ZF-Übertragungskurve. Im ersten Fall wurde eine Frequenz unterdrückt, während wir jetzt eine Frequenzanhebung anwenden. Auch hierzu eine Prinzipschaltung (Bild 7). Die

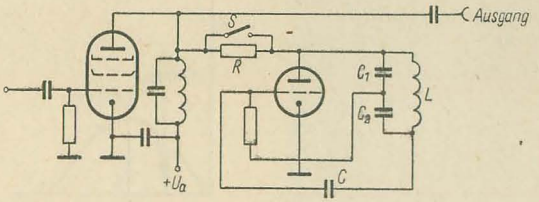


Bild 7 Schaltung zur Erzeugung einer Spitze in der ZF-Kurve (nach [1]*)*

Röhre Rö 3 arbeitet wieder als rückgekoppelter Verstärker. Diesmal liegt die ganze Anordnung parallel zum Anodenschwingkreis der Röhre Rö 1.

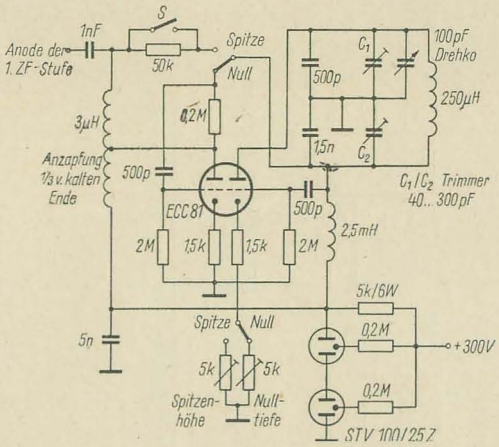
Betrachten wir den ersten Fall. Der Widerstand R sei kurzgeschlossen. Wenn der Schwingkreis des Verstärkers (Rö 2) gegen die Zwischenfrequenz verstimmt ist, dann sind die Verluste im Anodenschwingkreis sehr hoch, da die angeschaltete Stufe stark dämpfend wirkt. Stimmt man jetzt den Schwingkreis L/C 1 — C 2 auf Resonanz ab, dann wird der Resonanzwiderstand groß, weil die Röhre die Kreisgüte vergrößert. Es ist zweckmäßig, den Schwingkreis nicht voll anzukoppeln, sondern über einen Vorwiderstand R. Der Grad der positiven Rückkopplung, d.h. die Kreisgüte, die durch den rückgekoppelten Verstärker erzielt wird, und die Größe des Koppelwiderstandes R bestimmen die erzielbare Bandbreite. Je größer der Widerstand R ist, desto größer muß die rückgekoppelte Spannung sein, um eine kleine Bandbreite der „Spitze" zu erreichen. In der obenangegebenen Schaltung läßt sich der Widerstand R kurzschließen; dadurch ist es möglich, die Bandbreite in weiten Grenzen zu variieren.

c – Praktische Schaltungen des Q-Multipliers

Für den Amateur ist es oft zweckmäßig, beide Schaltungen zu kombinieren. In diesem Falle erhält man dann eine Nullstelle und auch eine Spitze in der Durchlaßkurve des Zwischenfrequenzverstärkers. Bild 8 zeigt eine praktische Ausführung dieser Art. Die Schaltung benutzt eine Doppeltriode vom Typ ECC 81; außerdem werden 2 Spannungsstabilisatorröhren vom Typ STV 100/25 Z benötigt. Die Angaben der Schwingkreiselemente beziehen sich auf eine Zwischenfrequenz von 468 kHz.

Die Verbindung zwischen dem ZF-Verstärker und dem Eingang des Q-Multipliers wird über ein Koaxkabel hergestellt. Zur Kompensierung der schädlichen Kabelkapazität ist eine Serieninduktivität vorgesehen.

Bild 8
Praktische Ausführung eines Q-Multipliers



Die Einstellung der Rückkopplung wird mit Hilfe der beiden Potentiometer in der Katodenleitung des rechten Systems der ECC 81 vorgenommen, wobei die Einstellung der Spitzenhöhe und der Nulltiefe getrennt erfolgt. Die mit dieser Schaltung erzielte Anschaltdämpfung beträgt etwa 3 dB, die Tiefe der Nullstelle etwa 40 dB. Der Q-Multiplier wird zweckmäßig an die erste ZF-Verstärkerstufe des Empfängers angekoppelt, nur so kann man Übersteuerungen durch eine zu hohe ZF-Spannung mit Sicherheit vermeiden.

Eine andere Schaltung zeigt Bild 9. Hierbei handelt es sich um ein von der Firma Collins entwickeltes Gerät. Eine Umschaltung von „Spitze" auf „Null" ist hier nicht vorgesehen; man macht von der ersten Methode der Erzeugung einer Nullstelle im Durchlaßbereich Gebrauch. Für den Q-Multiplier wird eine Doppeltriode ECC 83 verwendet. Das eine System arbeitet als Katodenverstärker, das andere als Rückkopplungsverstärker.

In dem Anodenkreis des Verstärkers liegt ein Brücken-T-Filter, dessen Resonanzfrequenz mit dem Drehkondensator C veränderbar ist. Das Potentiometer R dient zur Einstellung des Arbeitspunktes der Röhre und wird so eingestellt, daß die Stufe kurz vor dem Schwingeinsatz steht. Dadurch ist der Kreis L/C stark entdämpft und weist somit eine hohe Güte auf. Im Durchlaßbereich tritt eine tiefe Nullstelle auf. Der Drehkondensator C dient zur Ausblendung des im Durchlaßbereich liegenden Störträgers. Die Unterdrückung, die mit dieser Schaltung erreicht werden kann, liegt bei etwa 40 dB. Der parallel zum Schwingkreis liegende Schalter S gestattet die Abschaltung der gesamten Einrichtung.

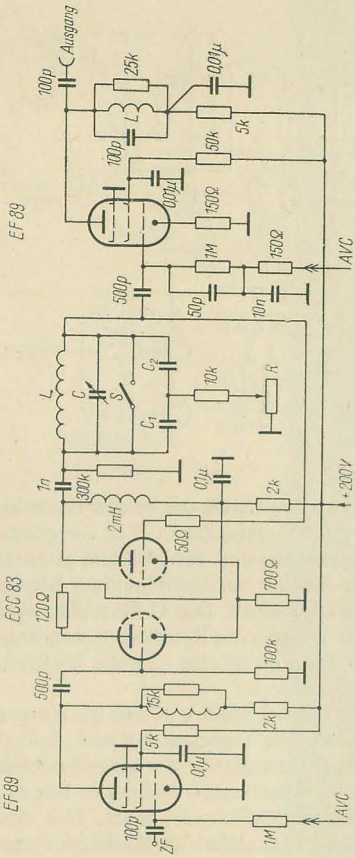


Bild 9 Q-Multiplier nach Unterlagen der Fa. Collins

Abgleich von Q-Multiplier

Voraussetzung für den erfolgreichen Einsatz des Q-Multipliers ist ein sorgfältiger Abgleich. Am besten kommt man zum Ziel, wenn man dem ZF-Verstärker von einem Meßsender ein solches Signal zuführt, daß das S-Meter einen Wert von etwa S 9 + 40 dB anzeigt. Der Q-Multiplier wird abgeschaltet. Das Potentiometer R stellt man auf größten Widerstandswert ein. Danach schalten wir den Q-Multiplier ein. Mit dem Drehkondensator wird nun die Nullstelle in die Mitte des Durchlaß-

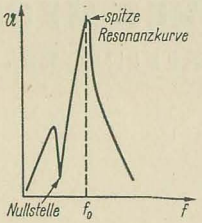


Bild 10 Resonanzkurve des Q-Multipliers nach Schaltung Bild 9

bereiches der ZF-Kurve gelegt. Nun gleicht man die Spule auf Minimum ab. R wird dann so eingeregelt, daß das S-Meter den Wert S 7 anzeigt; damit ist die entsprechende Schwächung des Störträgers um etwa 40 dB gewährleistet. Die Durchlaßkurve des Q-Multipliers (Schaltung Bild 9) zeigt Bild 10.

Konstruktiver Aufbau

Der benutzte Drehkondensator muß eine geringe Anfangskapazität aufweisen, Gesamtvariation etwa 5 bis 50 pF. Alle Bauteile müssen von ausgezeichneter Güte sein. Es dürfen nur keramische Kondensatoren benutzt werden. Der Drehkondensator muß keramisch isoliert sein; die Spule soll ebenfalls eine hohe Güte aufweisen. Es gilt: Je verlustarmer der Schwingkreis aufgebaut ist, um so größere Kreisgüten lassen sich erreichen.
Die Verdrahtung sollte mit versilbertem Schaltdraht ausgeführt werden. Die mechanische Stabilität der gesamten Anlage ist von ausschlaggebender Bedeutung für die Güte des Gerätes. Eine Stabilisierung der Speisespannung sollte stets vorgesehen werden. Man muß sich vor Augen halten, daß die Schaltung eine weitaus geringere Stabilität aufweist als ein Quarz. Aus diesem Grunde kommt dem stabilen und verlustlosen Aufbau sowie der Qualität der verwendeten Bauteile große Bedeutung zu.

Literaturangaben

[1] *Fischer*, Elektronisches Quarzersatzfilter mit kleiner Bandbreite, radio und fernsehen, 5/1954, S. 140.
[2] *Spillner*, Quarzfilter oder QM-Filter – ein Vergleich, Funktechnik, 6/1959, S. 187.
[3] *Diefenbach*, Amateurspitzensuper 10 bis 80 m mit 2-m-Konverter, Funktechnik, 6/1962, S. 172.
[4] *Sperling*, Etwas über den Q-Multiplier. Das DL-QTC, 1/1959.

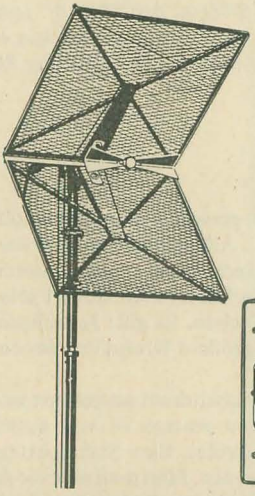
VEB MESSELEKTRONIK BERLIN

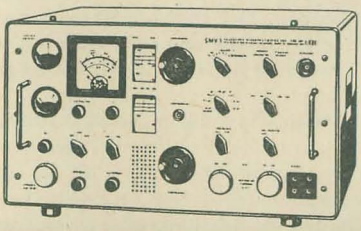
BERLIN O 112 · NEUE BAHNHOFSTRASSE NR. 9–10

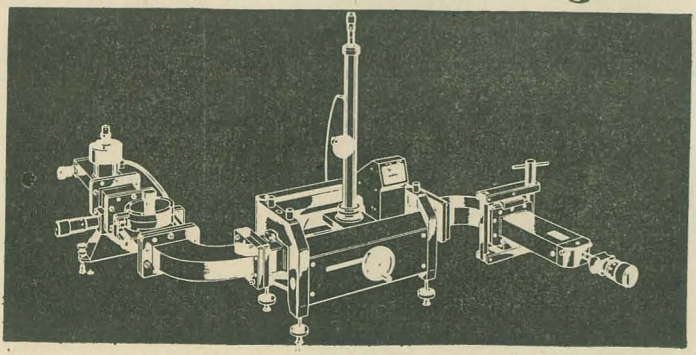
liefert
elektronische Meßgeräte
für Nieder-, Hoch- und
Höchstfrequenztechnik

Bewährte Spezialisten
stehen
zu Ihrer Beratung bereit

RFT







Ing. Theo Reck
DM 2 AXO

Ein einfacher Konverter für 80 und 40 m

Im nachfolgenden soll ein ganz einfacher KW-Vorsetzer beschrieben werden, der unter nachstehenden Gesichtspunkten entstand:

- so billig wie irgend möglich – also keine Neuanschaffungen, sondern Material aus der „Bastelkiste";
- die Bänder 80 m und 40 m sollten brauchbar zu spreizen sein;
- alle komplizierten Abgleicharbeiten sollten entfallen.

Wie die Schaltung in Bild 1 zeigt, besteht die ganze Anordnung aus einer Misch- und Oszillatorstufe. Als Röhren finden die Typen 6 AC 7 und 6 J 5 Verwendung, die äußerst preisgünstig sind. Wem sie zu „altmodisch" erscheinen, dem sei die ECF 82 empfohlen.

Der Eingang des Konverters ist ein abstimmbares Bandfilter, das mit dem Doppeldrehko nur auf Bandmitte grob eingestellt wird. Ein Nachstimmen auf Maximum kann bei Empfang einer Station noch erfolgen.

Der Drehko ist ein üblicher Rundfunk-Drehkondensator von 2×500 pF, der isoliert aufgebaut werden muß, was sich leicht bewerkstelligen läßt. Es genügt, ihn auf ein Pertinaxbrettchen zu setzen und die Achse mittels eines kurzen Stückes Keramikachse durch die Frontplatte zu führen. Verwendet man einen Doppeldrehko von etwa 2×325 pF, so erübrigt sich die Verkürzung durch die Kondensatoren C_v. Sie ist auch sonst nicht unbedingt notwendig.

Die eigentliche Abstimmung des Konverters erfolgt nur mit dem durchstimmbaren Oszillator. Es genügt hierzu ein Lufttrimmer o. ä. als Drehkondensator. Auf dessen Achse sitzt auch der Skalenzeiger. Ob eine Kreisskala wie im Mustergerät oder eine Linearskala verwendet wird, bleibt dem einzelnen überlassen; die Kreisskala ist zweifellos einfacher auszuführen.

Der Oszillator schwingt bei einer Ausgangs-ZF von 1700 kHz von 5180 bis 5520 kHz, also zwischen dem 80-m- und dem 40-m-Band. Das ergibt einen Empfangsbereich von 3,48 bis 3,82 MHz bzw. 6,88 bis 7,22 MHz. Sollte als Nachsetzer ein Empfänger benutzt werden, der die ZF = 1700 kHz nicht in seinem Empfangsbereich hat (Rundfunkempfänger), so ist die ZF auf 1600 kHz zu verlegen. Der Oszillator muß

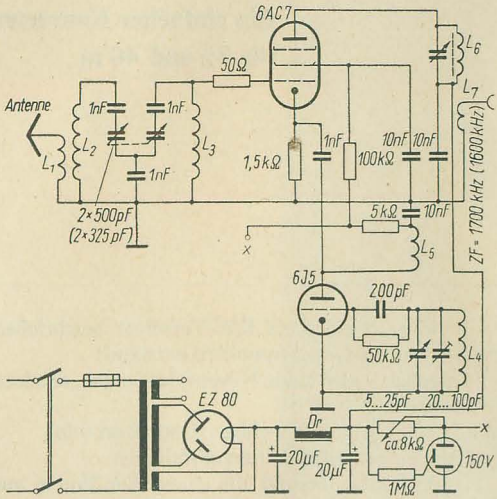


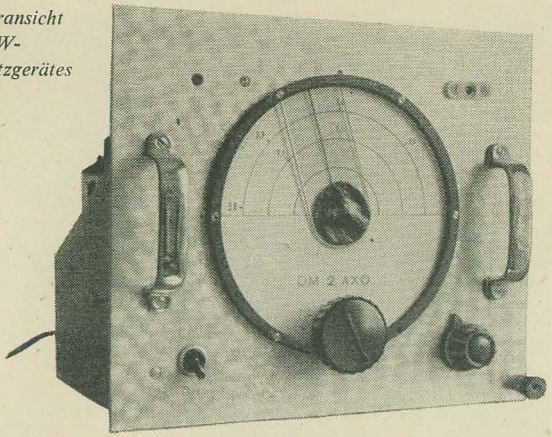
Bild 1 Gesamtschaltung des Vorsetzers

Spulendaten:

L_1 = 5 Windungen am kalten Ende von L_2, L_2 = 8,6 µH, L_3 = 8,6 µH, L_4 = 5,15 µH, L_5 = 8 Windungen am kalten Ende von L_4, L_6 = 125 µH, L_7 = 30 Windungen am kalten Ende von L_6

dann von 5080 kHz bis 5550 kHz durchstimmbar sein, was einen Empfangsbereich von 3480 bis 3950 kHz bzw. 6680 bis 7150 kHz ergibt. In diesem Fall hat man sich mit einer geringeren Spreizung abzufinden. Für den Ausgangskreis lassen sich alle für diesen Zweck gebräuchlichen Spulenkörper verwenden (Haspelkern, Voigt, Görler usw.). Der Kreis sollte zweckmäßig abgeschirmt werden, ebenso die Leitung zum Nachsetzer. Für den Abgleich ist nur die Festlegung des Oszillatorbereiches notwendig sowie das Trimmen des ZF-Kreises auf größte Lautstärke. Die Bilder 2, 3 und 4 zeigen den Aufbau des Gerätes, das zweifellos auch mit wesentlich geringeren Abmessungen gebaut werden kann.

Bild 2 Vorderansicht des KW-Vorsatzgerätes



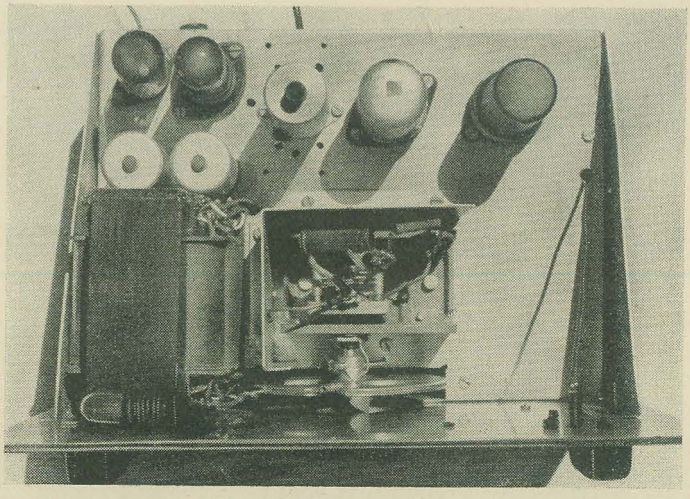
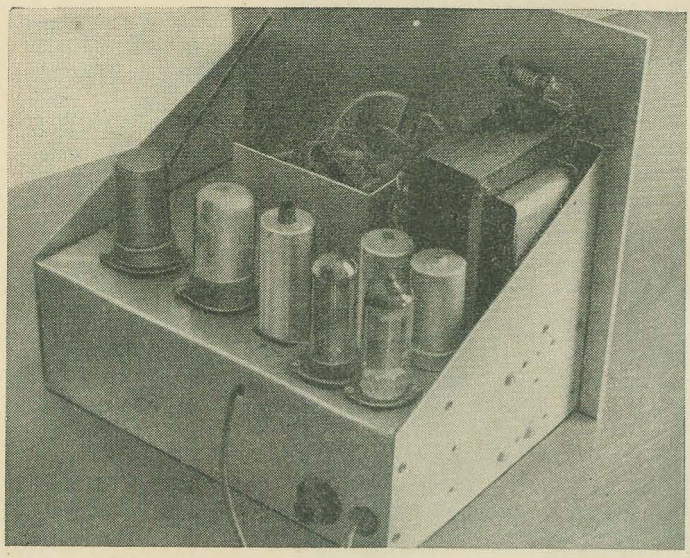


Bild 3 Rückansicht – Man erkennt die 6 AC 7, 6 J 5, den ZF-Kreis, den Stabi und die Gleichrichterröhre EZ 80



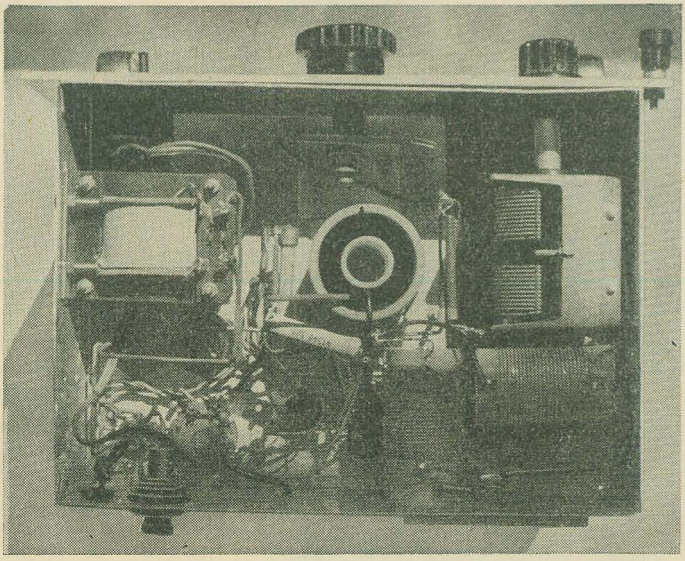
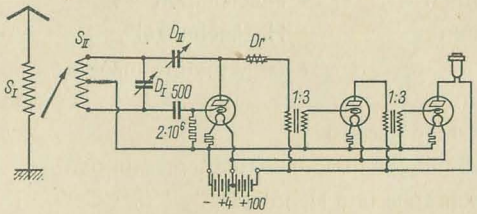


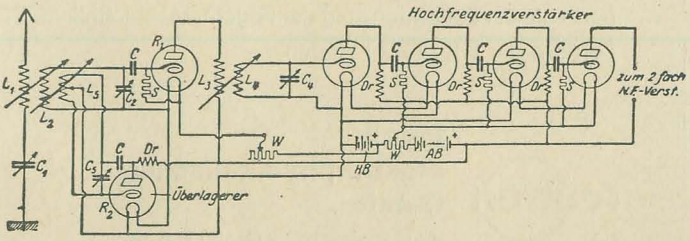
Bild 4 (nebenstehend oben)
Draufsicht auf den KW-Vorsatz

Bild 5 (nebenstehend unten)
Ansicht von unten – rechts unten die im Winkel zueinander stehenden Spulen des Eingangskreises (L_2 und L_3). In der Mitte die Oszillatorspule. L_5 hier im Mustergerät im Innern von L_4.

Nur für versierte Amateure:



Originalschaltung eines Empfängers für kurze Wellen von Manfred von Ardenne, veröffentlicht im „Radio-Amateur" 1925, Heft 9.



Originalschaltung eines Superheterodyne-Empfängers aus dem Jahre 1924. Die vier Drehkondensatoren waren einzeln zu bedienen.

Temperatur- und Feuchtemessungen kostensparend

Klimaprüfungen mit hohem wirtschaftlichem Nutzeffekt

Feutron liefert Ihnen bewährt und dem neuesten Stand der Technik entsprechend:

Feuchtemeßanlagen für Feststoffe wie

- Gewebebahnen
- Papierbahnen
- Furniere
- Faserplatten
- Hackschnitzel
- Brikettierbraunkohle

- Luftfeuchte-Meßanlagen
- Feuchtemeßanlagen für Einzelfeuchtemessungen
- Klimaprüfschränke und Hygrostate
- Wärmedurchgangsprüfer

Unser qualifiziertes, wissenschaftliches Personal berät Sie bei der Einführung der Feuchtemeßtechnik. Fordern Sie bitte unser Angebot

feutron

Fabrik elektro-physikalischer Geräte

Karl Weiss KG · Greiz/Thüringen

Peter Wiese
DM3VB

Multibandkreise im Amateursender

Das Problem, das hier angeschnitten wird, ist keinesfalls neu, doch sollte es wieder einmal diskutiert werden; denn Multibandkreise stellen keineswegs eine Behelfslösung im Senderbau dar. Bei richtigem und zweckmäßigem Aufbau ergeben sich folgende Vorteile:

- Es entfallen sämtliche teuren, manchmal nicht ganz leicht zu beschaffenden Keramik-HF-Schalter.
- Sämtliche Amateurbänder 80 m bis 10 m werden nur durch Drehen eines Doppeldrehkondensators abgestimmt. Der Bandwechsel kann damit also sehr schnell erfolgen.
- Trotz der 5 Amateurbänder werden nur 2 Spulen benötigt.

Vielfach wird dem Multibandkreis der Nachteil der Mehrfachresonanz vorgeworfen. Ist er aber richtig aufgebaut, so kann es zu keinerlei Doppelresonanzen kommen. Der Aufbau dieser Kreise erfordert aber unbedingt ein gut funktionierendes Grid-Dip-Meter.

Wirkungsweise des Multibandkreises

Bekanntlich ist der induktive Widerstand einer Spule von der anliegenden Frequenz abhängig; je größer die Frequenz, desto größer also auch der induktive Widerstand. Diese Tatsache macht man sich beim Multibandkreis zunutze. Die Spule L 2 besteht nur aus wenigen Windungen und hat daher bei den niedrigeren Frequenzen im 80- und 40-m-Band einen vernachlässigbar kleinen induktiven Widerstand. So kann man sich die Schaltung aus Bild 2 aus der in Bild 1 dargestellten entstanden denken.

L 2 wurde wegen des sehr geringen induktiven Widerstandes fortgelassen und durch einen einfachen Leitungsdraht ersetzt. Dadurch liegen beide Drehkondensatorhälften C 1 und C 2 parallel zu L 1. Beim Durchdrehen des Drehkos erfaßt die Spule die beiden Amateurbänder 80 m und 40 m.

Beim 20-, 15- und 10-m-Betrieb sind die Verhältnisse etwas anders. Der induktive Widerstand der Spule L 1, die die größere Windungszahl be-

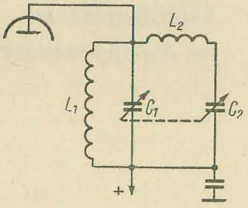


Bild 1 Prinzipschaltbild

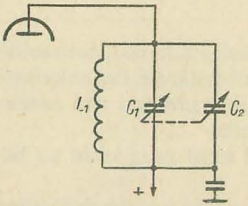


Bild 2 Ersatzschaltung für 80 m und 40 m

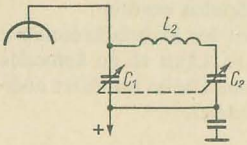


Bild 3 Ersatzschaltung für 20 m, 15 m und 10 m

sitzt, ist infolge der höheren Frequenzen auch stark angewachsen, so daß sich eine Ersatzschaltung nach Bild 3 ergibt. Die Spule L 1 wurde wegen ihres (allerdings nur theoretisch) unendlich hohen Widerstandes fortgelassen. Die beiden Drehkondensatorhälften liegen jetzt mit L 2 in Reihe, so daß sich die Gesamtkapazität halbiert. Dreht man nun den Drehko durch, so erfaßt die Spule L 2 die Amateurbänder 20 m, 15 m und 10 m.

In der Praxis kann man jedoch die entsprechende Wirkung der Spulen- und Kondensator-Ersatzschaltung nach Bild 2 und 3 nicht so streng voneinander trennen. Ein Abgleich des fertigen Multibandkreises ist daher nur in eingebautem und vollständig zusammengeschaltetem Zustand möglich. Hinzu kommen die unvermeidlichen Schalt- und Röhrenkapazitäten, die auf die Resonanzfrequenz des Multibandkreises einen nicht unwesentlichen Einfluß haben.

Auswahl des Doppeldrehkos

Die beiden Frequenzbereiche (für L 1 = 80 m und 40 m, für L 2 = 20 m, 15 m, 10 m) verhalten sich jeweils wie 2:1. Dafür ist aber eine Variation der jeweiligen Kreiskapazität von mindestens 4:1 erforderlich. Schaltet man beispielsweise eine Spule mit der Induktivität L = 20 µH mit einer Kapazität von etwa 25 pF zusammen, so ergibt sich als Resonanzfrequenz 7 MHz („Amateurfunk", Nomogramme Seite 514). Genauere Werte ergeben sich aus der Thomsonschen Schwingungsformel

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}.$$

Erhöht man nun bei gleichbleibender Induktivität die Kapazität des Kreiskondensators (Drehko eindrehen), so wird die Resonanzfrequenz immer niedriger, bis sie bei einer Kreiskapazität von etwa 100 pF den Anfang des 80-m-Bandes, nämlich 3,5 MHz, erreicht. Die gleiche Betrachtung könnte man sinngemäß für einen Schwingkreis anstellen, der durch Variation des Kreiskondensators von 14 bis 28 MHz durchstimmbar sein soll. Es müßte auch hier der Kreiskondensator wie im angeführten Beispiel in der Endstellung (eingedreht) den vierfachen Wert der Kapazität gegenüber der Anfangsstellung (völlig ausgedreht) aufweisen.
In der Praxis muß die Kapazitätsvariation des Doppeldrehkos für unsere Multibandkreise sogar noch etwas größer sein als 4:1. Die Begründung liegt darin, daß sich die Drehko-Einstellungen, die sich bei Schaltung nach Bild 2 für 80 und 40 m ergeben würden, keinesfalls mit den Drehkoeinstellungen für 20-, 15- oder 10-m-Betrieb (Bild 3) decken oder überlappen dürfen. Hätte man beispielsweise nur die Kapazitätsvariation 4 : 1 zur Verfügung, so müßte man das 80-m-Band mit seinem Anfang durch geeignete Induktivität so legen, daß sich bei völlig eingedrehtem Drehko Resonanz ergibt. Es arbeitet jetzt die Spule L 1. Bei ausgedrehtem Drehko ergibt sich das 40-m-Band, ebenfalls bei der Spule L 1. Aber man wäre gezwungen, die Spule L 2 so zu dimensionieren, daß sie bei *eingedrehtem Drehko die 14-MHz-Resonanz* bewirkt, weil sonst das 10-m-Band bei ausgedrehtem Drehko nicht mehr erfaßt würde! Und damit erreichten wir genau das, was vermieden werden sollte: Doppelresonanz 80/20 m bei eingedrehtem Drehko und 40/10 m bei ausgedrehtem Drehko. Die Variation des Drehkos muß also größer sein als 4:1, damit man genügend Spielraum hat, um die Bänder sauber nebeneinander staffeln zu können, wie es Bild 4 zeigt.
Bei der Auswahl des Doppeldrehkos ist daher von vornherein darauf zu achten, daß eine Ausführung mit möglichst niedriger Anfangskapazität genommen wird, denn die wirkliche Anfangs-Kreiskapazität hängt nicht allein von der Anfangskapazität des verwendeten Drehkos ab.

Letztere wird durch die unvermeidlichen Schalt-, Streu- und Röhrenkapazitäten nicht unwesentlich erhöht. Beträgt die Anfangskapazität eines Doppeldrehkos beispielsweise 2 · 10 pF und kommen als Schalt-, Streu- und Röhrenkapazität (kurz C_s) noch etwa 15 pF dazu, so ergeben sich im 80- und 40-m-Kreis folgende Verhältnisse: Beide Drehkohälften arbeiten parallel (siehe Bild 2); folglich C_{anfang} des Drehkos $= 2 \cdot 10 = 20$ pF. Dazu kommen die 15 pF (C_s), also Gesamtanfangskapazität = 35 pF. Die Endkapazität des Drehkos muß mindestens 4mal so groß sein, also 140 pF. Wegen der erforderlichen Bandaufstaffelung (siehe oben) genügt aber kein Drehko, der 2 · 70 (= 140) pF Endkapazität hat. Die Endkapazität muß mindestens 100 pF für eine Drehkohälfte betragen, besser mehr.

Etwas anders verhält es sich mit dem Einfluß der Streukapazität C_s auf den 20-m-, 15-m- und 10-m-Kreis. C_s ist eine Kapazität, die man sich zwischen Anode und Masse geschaltet denken kann. Daher konnten wir im obigen Beispiel die Drehkoanfangskapazität und C_s einfach addieren; denn beide Kapazitäten liegen parallel. Beim 20-m-, 15-m- und 10-m-Kreis liegt C_s aber nur parallel zur Drehkohälfte C 1 in Bild 3. Da beide Drehkohälften in Reihe mit der Spule arbeiten, so wäre die Kreisanfangskapazität ohne Berücksichtigung von C_s gleich der halben Anfangskapazität einer Drehkohälfte, da für Reihenschaltung von Kondensatoren gilt:

$$\frac{1}{C_{ges}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \cdots .$$

In unserem Beispiel wäre also

$$\frac{1}{C_{ges}} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10} = 5 \text{ pF}$$

ohne Berücksichtigung von C_s.

Kommen jetzt noch die 15 pF Streukapazität zu C 1 hinzu, so ergibt sich

$$\frac{1}{C_{ges}} = \frac{1}{25} + \frac{1}{10} = \frac{7}{50}$$

$$C_{ges} = 50 : 7,$$

mithin also etwa 7 pF Gesamtkreis-Anfangskapazität. Die maximale Kreiskapazität beträgt ungefähr $^1/_2$ der Maximalkapazität einer Drehkohälfte. Der Einfluß von C_s ist bei der Berechnung der Endkapazität wesentlich geringer, was sich durch entsprechende Rechnung ohne weiteres nachweisen läßt.

Wie die vorhergehenden Betrachtungen zeigen, ist das A und O der Multibandkreise der richtige Drehko. Mit ihm steht und fällt der Wert

des ganzen Systems. Sämtliche bei uns handelsüblichen Drehkos sind für das Multibandprinzip nicht brauchbar, weil ihre Anfangskapazität zu hoch und damit die nötige Kapazitätsvariation nicht erreichbar ist. Man kann sich helfen, indem man von handelsüblichen Drehkos sämtliche Metallhalterungen, wie Vorder- und Rückplatte, sowie auch eventuelle Abschirmungen entfernt.
Die Halterungen müssen dann durch Isoliermaterial, gleich welcher Art, ersetzt werden. Dadurch erreicht man wesentlich geringere Streukapazität und ein verbessertes C-Verhältnis. Der Verfasser beschritt einen anderen Weg. Aus den bekannten Drehkobaukästen wurden die benötigten Drehkos zusammengestellt. Durch die keramischen Vorder- und Rückplatten wird die Anfangskapazität eines solchen Doppeldrehkos sehr gering. Natürlich muß man beim Aufbau des fertigen Drehkos auf das Chassis beachten, daß der Abstand Drehko–Chassis nicht zu klein wird, denn dadurch würden die Streukapazitäten wieder ansteigen. Ein Abstand von mindestens 1 cm ist einzuhalten.
Der Drehko selbst enthält 2 × 9 Statorplatten und 2 × 10 Rotorplatten bei normalem Plattenabstand (die kleinen Abstandsringe des Baukastens verwenden). Die Statorplatten werden nicht einheitlich auf nur 2 Gewindestäbe montiert, sondern die zum Drehko C 1 gehörenden Statorplatten auf den ersten beiden Gewindestäben, die zum Drehko C 2 gehörenden Statorplatten auf den beiden anderen Gewindestäben festgeschraubt. Montageanweisungen sind ja jedem Drehkobaukasten mitgegeben.

Praktische Ausführung von Senderstufen mit Multibandkreisen

Der Drehko muß nicht nur vom Chassis, sondern auch von allen anderen abschirmenden Metallteilen genügenden Abstand haben. Bei einer Vervielfacherstufe in Serienspeisung ist der Drehko isoliert vom Chassis aufzubauen. Bei Parallelspeisung wird der Rotor des Doppeldrehkos durch die Drehkobefestigung an Masse gelegt. Die Spule L 1 erhält etwa 19,5 Windungen, die Spule L 2 10 Windungen aus Cul, 1 mm Durchmesser. Die Spulenachsen müssen um 90° gegeneinander versetzt sein. Der Abstand der Spulen von abschirmenden Metallteilen muß mindestens gleich einem halben Spulendurchmesser sein. Weitere Konstruktionshinweise können den Bildern 5, 6 und 7 entnommen werden.
Bild 5 zeigt die Vorderansicht der Zwischenstufen mit Multibandkreisen. Es empfiehlt sich, die Drehkos mit einer Feintriebskala zu koppeln. Die genaue Resonanzeinstellung wird dadurch wesentlich erleichtert. Diese Feintriebskalen können von der Firma G. Hruska, Glashütte/Sa., bezogen werden. Es genügt, wenn die zweite Verdopplerstufe ein Instru-

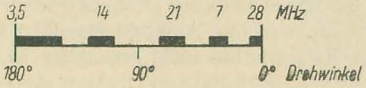


Bild 4 Richtige Aufteilung der Amateurbänder

ment zur Resonanzabstimmung erhält. Zunächst bringt man mit dem ersten Multibandkreis (links im Bild) das Instrument auf Maximalausschlag, dann dreht man den zweiten Multibandkreis auf das gewünschte Band und stimmt mit dem Feintrieb auf minimalen Instrumentenausschlag nach. Nach einer Wiederholung beider Einstellungen sind die Zwischenstufen abgeglichen. Die Spulen wurden auf 35-mm-Sternkörper (Bild 6) gewickelt. Zwischen beiden Multibandstufen befindet sich eine Abschirmwand aus 1-mm-Alublech.

Bild 7 zeigt die Unterseite des Chassis. Auch hier empfiehlt es sich, die beiden Stufen durch eine 1 mm starke Alu-Abschirmwand voneinander zu trennen, damit Rückwirkungen sicher vermieden werden. Die beiden

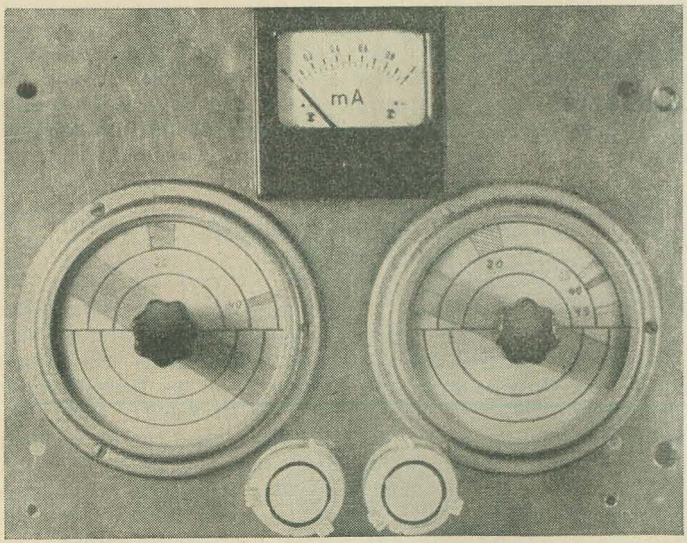


Bild 5 Vorderansicht der beiden Multiband-Zwischenstufen bei DM 3 VB. Man beachte die Bandaufstaffelung auf den Skalen. In der Mitte unten befinden sich die Potentiometer für die negative Gittervorspannung. Der erste Multibandkreis (links) braucht nur auf 80 m, 40 m und 20 m zu arbeiten

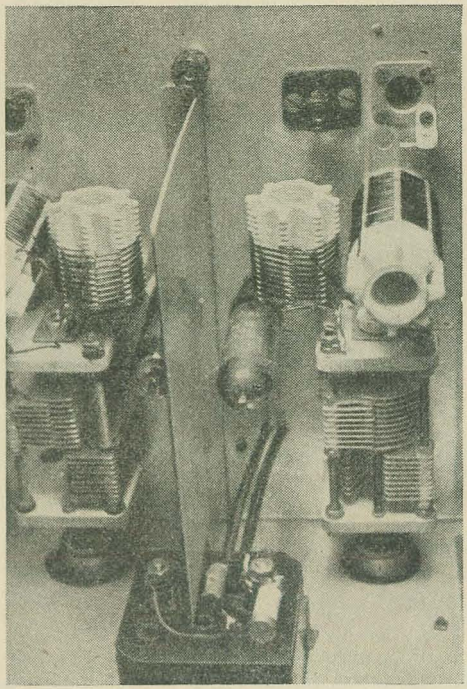


Bild 6
Ansicht der beiden Multibandstufen von oben. Zwischen ihnen befindet sich die 1-mm-Alu-Abschirmwand

Röhren stehen sich (wie aus Bild 6 ersichtlich) unmittelbar gegenüber. Sie sind nur durch die Abschirmwände voneinander getrennt. Dadurch ergibt sich auf der Chassisunterseite eine kurze Leitungsführung.
Nur in seltenen Fällen werden die Resonanzen auf den einzelnen Bändern bei einem neuaufgebauten Multibandkreis so liegen, wie es nach Bild 4 sein sollte. Nach dem Aufbau ist daher noch ein Abgleich mit dem Grid-Dip-Meter erforderlich. Zweckmäßig wickelt man ein paar Windungen mehr auf die Spulenkörper von L 1 und L 2, denn die richtige Bandaufstaffelung läßt sich nur durch Verändern der Spulen erreichen. Man beginnt mit der Spule L 2, indem bei völlig ausgedrehtem Doppeldrehko nach und nach soviel Windungen abgewickelt werden, bis das Grid-Dip-Meter auf 29,7 MHz Resonanz anzeigt. Dann wird der Doppeldrehko eingedreht (maximale Kapazität). Nun wickelt man von der Spule L 2 langsam soviel Windungen ab, bis das Grid-Dip-Meter auf der Frequenz 3,5 MHz Resonanz zeigt.

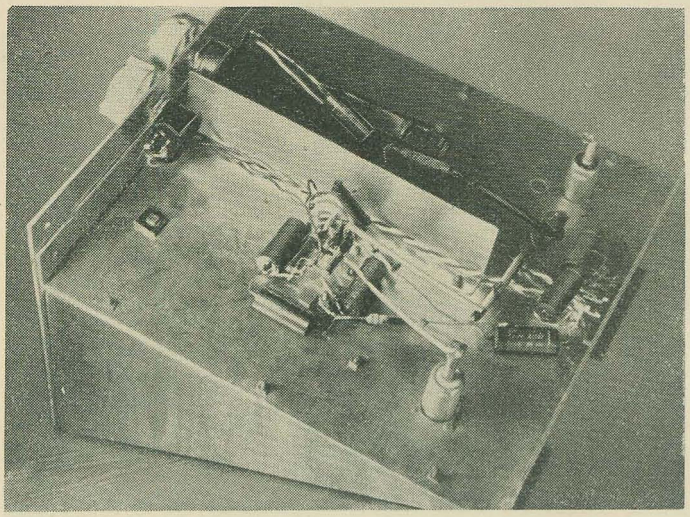


Bild 7 Chassisunterseiten.
Auch hier Abschirmung beider Stufen durch 1-mm-Alu-Blech

Natürlich müssen die Röhren beim Abgleichvorgang eingesetzt und die Stufen vollständig verdrahtet sein. Sind diese beiden Abgleicharbeiten vollendet, so überprüft man mit dem Grid-Dip-Meter die Lage der einzelnen Amateurbänder. Sollte sie noch nicht der Aufstaffelung nach Bild 4 entsprechen, so muß man die Windungszahlen weiter verändern, bis die richtige Lage erreicht ist. Beim Abwickeln von Windungen bei der Spule L 1 rutschen 3, 5 und 7 MHz nach links (s. Bild 4). Das gleiche gilt für die Bänder 14, 21 und 28 MHz beim Abwickeln von Windungen der Spule L 2. Zum Abgleich reicht das Grid-Dip-Meter völlig aus; genaue Markierungen ergeben sich dann beim praktischen Sendebetrieb.
Verfügt der KW-Amateur über einen Sender mit Multibandkreisen, dann ist es ihm möglich, schnell und mühelos von einem Band auf das andere zu wechseln. In ein und derselben Stufe kann man verdoppeln, verdreifachen, vervierfachen oder nach Wahl auch geradeaus fahren. Es liegt auf der Hand, daß ein Sender mit Multibandkreisen weniger Stufen braucht als ein Sender mit Bandfiltern.
Will man den Sender auf 80 m fahren, so ist über die Einstellung der Multibandkreise nicht viel zu sagen. Alle Senderstufen laufen geradeaus. Bei 40-m-Betrieb läuft der erste Multibandkreis auf 80 m, während der

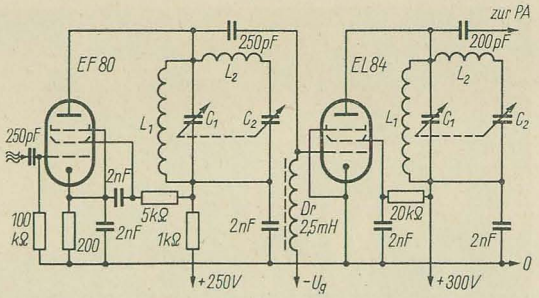


Bild 8 Schaltung der Zwischenstufen bei DM 3 VB (Serienspeisung)

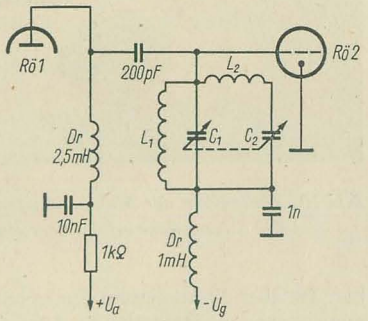


Bild 9 Prinzipschaltung bei Parallelspeisung

zweite auf 40 m abgestimmt wird. Beim Betrieb auf 20 m stimmt man den ersten Multibandkreis auf 40 m ab, der zweite läuft auf 20 m. Ebenfalls auf 40 m läuft der erste Multibandkreis bei 15-m-Sendebetrieb. Der zweite Kreis wird dann auf 15 m abgestimmt. Will man auf 10 m fahren, so steht der erste Multibandkreis auf 20 m, während der zweite auf 10 m arbeitet.

Es sind auch noch andere Kombinationsmöglichkeiten vorhanden, so kann man z.B. bei 40-m-Betrieb beide Stufen auf 40 m laufen lassen. Was sinnvoller ist, mag der einzelne OM selbst ausprobieren. Feststeht, daß die Gefahr von Rückwirkungen weniger groß ist, wenn nicht alle Stufen auf gleicher Frequenz arbeiten. Setzt man in die zweite Multibandstufe eine EL 84 ein, so reicht die HF-Spannung dieser Stufe völlig aus, um eine Senderendstufe mit einer LS 50, P 35 oder SRS 552 auszusteuern. Auch als Tankkreis in der PA sind Multibandkreise verwend-

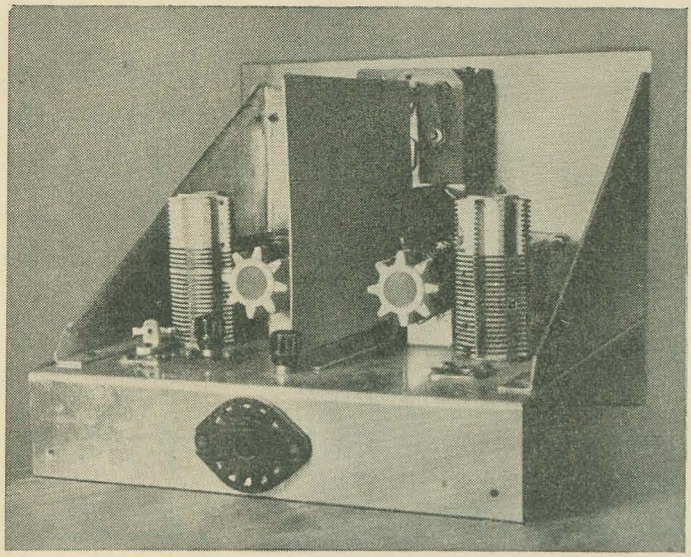


Bild 10 Rückansicht der Multibandstufen.
Die Stromzufuhr erfolgt über eine Röhrenfassung

bar. Da aber die wenigsten Funkamateure einen entsprechenden spannungsfesten Doppeldrehko mit den erforderlichen Kapazitätseigenschaften besitzen, sei an dieser Stelle nicht näher darauf eingegangen. Trennt man hinter der EL 84 den Koppelkondensator zur PA ab und bringt man den Multibandkreis 2 nacheinander auf allen Bändern in Resonanz, so muß eine in die Nähe dieses Multibandkreises gehaltene Glimmlampe auf allen Bändern hell leuchten; bei 80 m wird sie rötlich leuchten, und je höher die Frequenz, desto bläulicher das Licht der Glimmlampe.
Noch ein Hinweis: Wenn der im Sender verwendete VFO bereits mit einer genügend rückwirkungsfreien Pufferstufe arbeitet, so ist es zweckmäßiger, die Rö 1 (EF 80) in C-Betrieb zu fahren. Das heißt, die Katodenkombination entfällt, und die Katode wird direkt an Masse gelegt. Dann muß die negative Gittervorspannung gesondert über eine 2,5-mH-Drossel zugeführt werden, wie es bei Rö 2 (EL 84) geschehen ist.
Das Meßinstrument wird in die Anodenleitung der EL 84 geschaltet.
Nach diesen Ausführungen dürfte es nicht mehr allzu schwierig sein, Multibandkreise aufzubauen. Vielleicht ist der Beitrag ein Anstoß, es bei einem neu zu bauenden Sender einmal mit dem Multibandkreis

zu versuchen. Besonders bei Klubstationen wird ja Wert auf einfachste Bedienung gelegt. Dieser Zielsetzung kommt die Verwendung von Multibandkreisen weitgehend entgegen.

Literaturangaben

Vogel, A., DL3SZ, Der Multibandkreis; Funktechnik, 2 und 3/59,
Ein moderner Amateursender; radio und fernsehen, 10/56.

Antwort

③ Es muß außerdem R_M, der Widerstand des Mikroamperemeters, bekannt sein, da die an R anliegende Spannung gegenüber U um die am Innenwiderstand des Meßinstrumentes abfallende Spannung vermindert wird.
Bei dem für das angegebene Beispiel benötigten Mikroamperemeter liegt R_M in der Praxis in der Größenordnung von 1 kOhm.

RFT

Vollelektronische Übertragungsgeräte für Fernschreib- und Fernwirkzwecke - WTT

Transistor-Trägerfrequenz-Fernsprechgeräte TTF1 und TTF4

Meßgeräte der Fernmeldetechnik für höchste Ansprüche

Fordern Sie bei Bedarf Druckschriften an vom

VEB FERNMELDEWERK LEIPZIG

Leipzig O 27 · Melscher Straße 7

Reinhard Oettel
DM 2 ATE

Mit Funkstationen kleiner Leistung im Gelände

Im Nachrichtensport der GST wird der praktischen Funkausbildung große Bedeutung beigemessen, denn auf diese Weise bereiten sich viele Jugendliche systematisch auf den Ehrendienst in den Nachrichteneinheiten der NVA vor. Im Nachrichtensport stehen erfahrene Ausbilder zur Verfügung, und auch die erforderliche Technik ist vorhanden. Die Ausbildung erfolgt nach einem vielfältigen Programm. Außer dem Hören und Geben der Morsezeichen, den Bestimmungen und Vorschriften des Funkbetriebsdienstes erlernt man auch die Grundlagen der

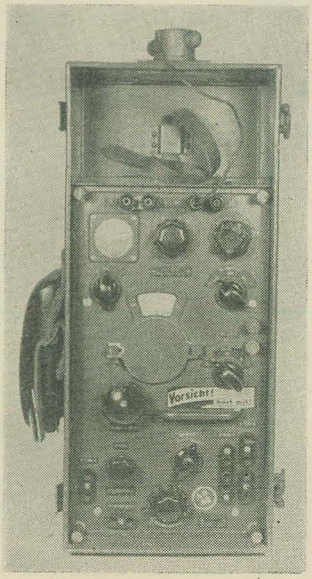


Bild 1 Vorderansicht des Gerätetornisters der Funkstation kleiner Leistung

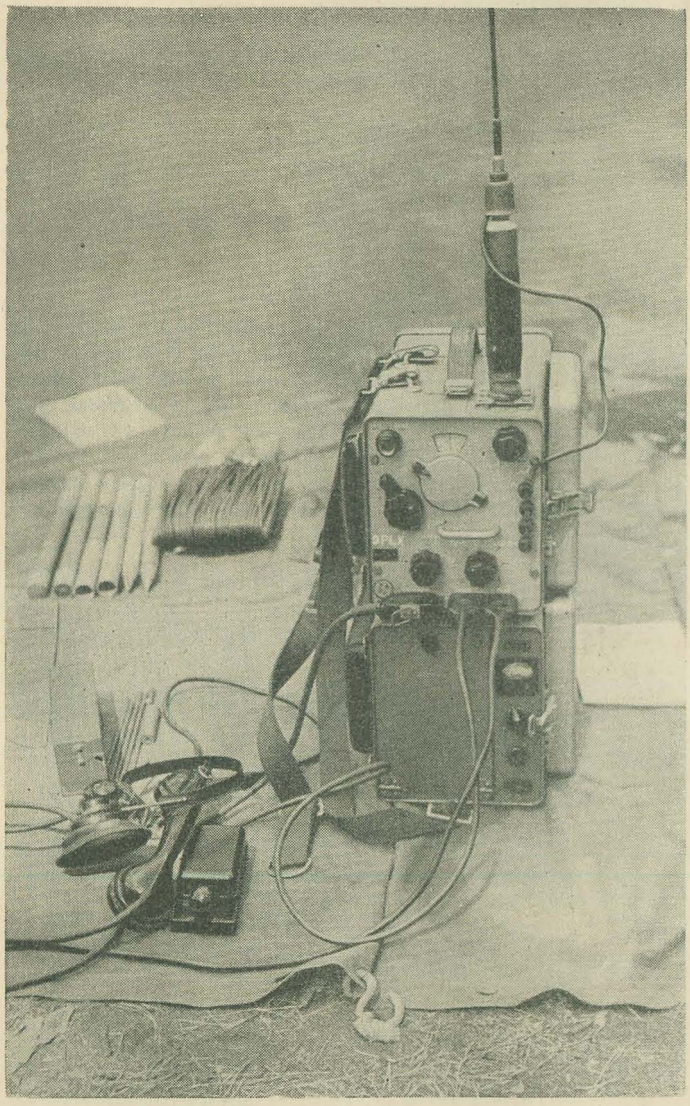


Bild 2 So sieht die verbesserte Funkstation FK 1a aus

Elektro- und Hochfrequenztechnik. Den interessantesten Teil der Ausbildung bildet jedoch die praktische Arbeit mit Funkstationen kleiner Leistung.

In der Ausbildung verwendet werden die Funkstationen kleiner Leistung der Typen FK1 und FK1a (Bild 1 und Bild 2). Bei diesen Geräten handelt es sich um tragbare kommerzielle Funksende- und Empfangsanlagen, die mit einer Stromversorgung aus Batterien bzw. Akkus arbeiten. Für die GST stellen diese Stationen bei richtiger Ausnutzung aller technischen Möglichkeiten vielseitig verwendbare und funktionssichere Funkmittel dar. Außerdem gibt es noch eine Anzahl verschiedener Funkstationen mittlerer Leistung in der GST, die als stationär oder portable betriebene Leitstationen verwendet werden.

Die Funkstation FK1a stellt eine Weiterentwicklung der Station FK1 dar. Sie ist bedeutend leichter und kann von einer Person transportiert werden. Zur Station FK1 dagegen gehört außer dem Gerätetornister noch ein Zubehörtornister. Der Gerätetornister enthält den Sendeempfänger, die Stromversorgung, Taste und Kopfhörer. Im Zubehörtornister befinden sich die Antennenteile, Ersatzteile, Ersatzbatterien und Kleinwerkzeug. Die taktisch-technischen Daten beider Funkstationen unterscheiden sich nur unwesentlich voneinander.

Sender

Schaltung:	Steuerstufe in ECO-Schaltung – Zwischenkreis – Endstufe in A-Betrieb (2 Röhren parallel)
Frequenzbereich:	Bereich I 1450 bis 2700 kHz Bereich II 2700 bis 5000 kHz umschaltbar
Leistung:	A1-Betrieb (Telegrafie) 1 W A3-Betrieb (Telefonie) etwa 0,25 W
Modulationsart:	Gitterspannungsmodulation Modulationsgrad etwa 50%
Betriebsart:	Telegrafie (A1) und Telefonie (A 3)
Verkehrsart:	Wechselverkehr auf einer Frequenz
Reichweite:	3 bis 50 km (je nach Antenne und Frequenz)
Stromversorgung:	Anodenbatterien (2 × BAS 80) – 1 NC-Sammler

Empfänger

Schaltung:	9-Kreis-Überlagerungsempfänger mit HF-Vorstufe und Schwingaudion
Frequenzbereich:	wie Sender
Empfindlichkeit:	A1 ≙ 3μV (1 V NF an 4 kOhm) A3 = 7μV (1 V NF an 4 kOhm)
Zwischenfrequenz:	470 kHz
Ausgang:	2 Kopfhörer (oder Handapparat)

Antennen

- aufsteckbare Peitschen- (FK1) oder Stabantenne (FK1a)
- Dipolantenne mit Verlängerung für 1. Bereich
- Anpassung im Gerät mit Grob- und Feinstufenschalter

Allgemeines

- Sender und Empfänger werden gemeinsam auf verschiedene Bereiche und Betriebsart umgeschaltet. Auch die Frequenzeinstellung erfolgt gemeinsam.
- Frequenzabweichungen zwischen Sender und Empfänger sind mit der Empfängernachstimmung auszugleichen.
- Betriebsfrequenzen können gerastet werden.

Bild 3 zeigt das Blockschaltbild der Funkstation kleiner Leistung FK1. Der Antennenkreis wird gemeinsam von Sender und Empfänger benutzt. Bestückt ist das Gerät mit den Röhrentypen DF191, DK192, DL193. Da Sender und Empfänger gemeinsam abgestimmt werden, kann nur Wechselverkehr auf einer Frequenz stattfinden. Es ist also entweder nur der Sender oder nur der Empfänger in Betrieb. Die Tastzeichen des Senders (A1) und die eigene Sprachmodulation (A3) können mitgehört werden. Im A3-Betrieb kann die Funkstation über eine Fernleitung mittels eines Feldfernsprechers betrieben werden. Da keine Fernschaltung vorhanden ist, übernimmt dabei der diensthabende Funker die Bedienung des Gerätes.
Im Ausbildungsprogramm der GST werden 10 Lehraufgaben als Anleitung für die praktischen Übungen mit der Funkstation kleiner Leistung vorgeschlagen, die sich vielseitig variieren lassen. Vom einfachen Telefonieverkehr in der Funkrichtung (zwei Stationen), Absetzen und Empfangen von Sprüchen in Telegrafie, Betrieb in der Bewegung (Marsch), Wellenwechsel, Wechsel der Aufbauplätze, Fernbesprechung usw. bis zur

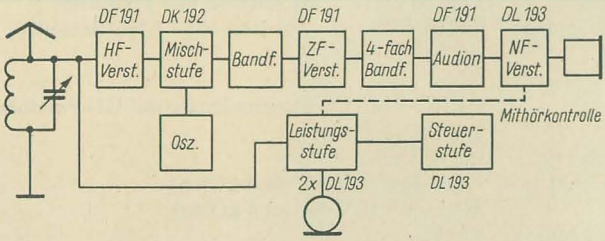


Bild 3 Blockschaltbild der Funkstation FK 1

Bild 4 Kamerad Radke (GO Radiocon, Holzhausen) an der Funkstation FK 1a während eines Wettkampfes im Gelände

Arbeit in umfangreichen Funknetzen reicht die Skala der Möglichkeiten. Gemeinsame Übungen mit Fernsprechern, Fernschreibern, See- und Motorsportlern gehören zu den schönsten Erlebnissen der GST-Funker.

Es läßt sich deshalb leicht erklären, daß neben den Jugendlichen eine große Anzahl älterer Kameraden und Reservisten aktiv in den Fortgeschrittenengruppen der Funker mitarbeiten und auch die erfahrenen Funkamateure daran teilnehmen.

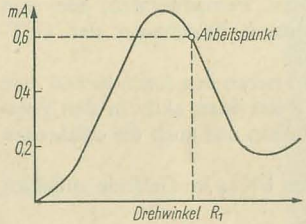
Bild 4 zeigt den Einsatz einer Funkstation FK 1a im Gelände anläßlich einer Meisterschaft.

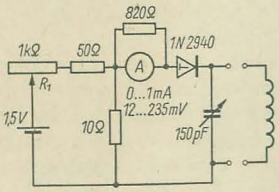
Wie weit bekannte Industrieschaltungen durch die Anwendung moderner Halbleiterbauelemente vereinfacht werden können, zeigen die nachstehenden Schaltungen, in denen Tunneldioden als das wichtigste Bauelement eingesetzt sind. In der Zeitschrift „Radio Electronics", Heft, 3 und 4/61, wurden die nachfolgenden Schaltungen beschrieben:*

Einfaches Dip-Meter mit Tunneldiode

Bereits durch die Anwendung des Transistors an Stelle der Röhre konnte das bekannte Grid-Dip-Meter wesentlich vereinfacht werden. Ersetzt man den Transistor durch eine Tunneldiode, so ist wiederum eine wesentliche Vereinfachung und weitere Miniaturisierung des Gerätes möglich.
Das beschriebene Dip-Meter überstreicht einen Frequenzbereich von 1,5 bis 260 MHz, der durch 5 auswechselbare Steckspulen erfaßt wird. Dieser Bereich kann sowohl nach oben als auch nach unten wesentlich erweitert werden, da die Tunneldiode einen weitaus größeren Frequenzbereich umfaßt. Die Schaltung ist äußerst einfach (Bild 1). Es werden lediglich 3 Widerstände, 1 Potentiometer, 1 Drehko, 1 Spulensatz, 1 Drehspulinstrument und 1 Knopfzelle benötigt. Infolge des negativen Widerstandes der Tunneldiode wird der Schwingkreis entdämpft, und die Schaltung arbeitet als Oszillator. Mit Hilfe des Spannungsteilers stellt man die erforderliche Vorspannung ein. Die Spannung muß aus einer sehr niederohmigen Stromquelle entnommen werden.
Die Anwendung des Tunneldioden-Dip-Meters ist die gleiche wie die des Röhren- bzw. Transistor-Dip-Meters. Die Arbeitspunkteinstellung erfolgt durch langsames Drehen des Potentiometers über den Spitzenwert des Stromes hinweg, bis der Strom wieder abnimmt (Bild 2). Bei etwa 0,6 mA schwingt die Schaltung stabil. Bei Ankopplung eines passiven Resonanzkreises geht der Zeigerausschlag ruckartig zurück (Dip).

* VEB WF Berlin hat 3 Typen von Tunneldioden entwickelt und fertigt diese bereits in kleinen Stückzahlen für Erprobungszwecke.

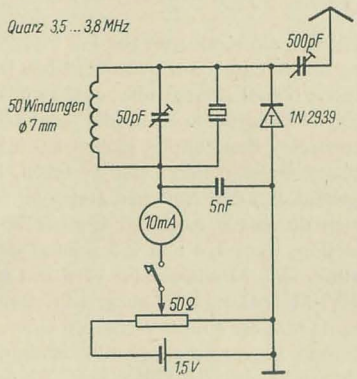




Kurzwellenamateursender mit Tunneldiode

ZL 1 AAX veröffentlichte 1961 die Schaltung eines Tunneldioden-Senders, der in seinem Aufbau sehr einfach ist (Bild 3). Er überbrückte mit diesem Sender etwa 250 km.

Die Tunneldiode liegt dem durch einen Quarzkristall stabilisierten Schwingkreis hochfrequenzmäßig parallel und erzeugt durch ihren negativen Widerstand eine ungedämpfte Schwingung. Die Antenne ist an das heiße Ende des Schwingkreises kapazitiv angekoppelt. Der Arbeitspunkt der Tunneldiode wird mit Hilfe des Potentiometers eingestellt, ähnlich wie im zuvor beschriebenen Dip-Meter. Die Überschreitung des negativen Kennlinienbereiches muß vermieden werden, um die Tunneldiode nicht zu gefährden.



Literatur: *Home made tunneldiode CW-transmitter. by Lester A. Earnshaw, ZL 1 AAX, Radio Elektronics, H. 3/61, S. 34 und 35.*
Build this tunneldiode Dipmeter, by Rufus P. Turner, Radio Electronics, H. 4/61, S. 42 und 43.

Klaus Strietzel
DM 3 ZZL

Kleinstation für den UKW-Amateur

Konverter für 144 MHz

Es wird ein Konverter für 144 MHz beschrieben, der sich vielseitig einsetzen läßt und einfach im Nachbau ist. Das von der Antenne aufgenommene Signal gelangt über eine symmetrische Leitung an eine mit einer ECC 84 bestückte Kaskode. Koaxkabel ist als Antennenzuleitung verlustfreier, Bandleitung jedoch kann man bei Portable-Einsatz weit einfacher transportieren und verlegen. Die Kaskode ist breitbandig aufgebaut, um den Aufwand an Schaltelementen gering zu halten. L 3 läßt sich durch ein Loch im Chassis bequem auf größte Lautstärke einstellen. Über L 4 und L 5 gelangt das verstärkte Signal an die Mischstufe. Das Mischprodukt wird mit einem auf 28 MHz umgewickelten 10,7-MHz-Bandfilter ausgesiebt. Bandbreite (die hier 2 MHz beträgt) und Güte des Filters verlangen einen Kompromiß. Will man eine große Bandbreite erreichen, so muß das Bandfilter stark bedämpft werden; damit sinkt aber die Güte. Der Drehkondensator C 1 stimmt den Kreis zwischen 27 und 29 MHz grob ab. Durch diese zusätzliche Abstimmmöglichkeit umgeht man den Einsatz zweier versetzter Kreise, und die Verstärkung bleibt über den ganzen Bereich gleich.

Ursprünglich handelte es sich um einen selbsterregten Oszillator in Dreipunktschaltung, aber die Stabilität reichte nicht aus. Zufällig war ein Quarz mit der Frequenz 23,4 MHz vorhanden. Dieser wurde an Stelle des Gitterkondensators eingelötet.

Nun arbeitet die Schaltung als Obertonoszillator. Die Einstellung ist etwas schwierig. In die Anodenleitung wird ein Milliamperemeter geschaltet, das im Resonanzfalle einen scharfen Anodenstromdip anzeigt. Den Kreis stimmt man mit dem Trimmer C 2 grob auf die Oberton-frequenz ab. Die Feineinstellung besorgt der Messingkern in L 6, der von außen zugänglich sein sollte. Über die inneren Kapazitäten der ECC 91 wird die Oszillatorfrequenz der Mischstufe zugeführt.

Sämtliche Heizleitungen sind sorgfältig verdrosselt und mit 5 nF verblockt; die Anodenleitungen brauchen nur verblockt zu werden. Der

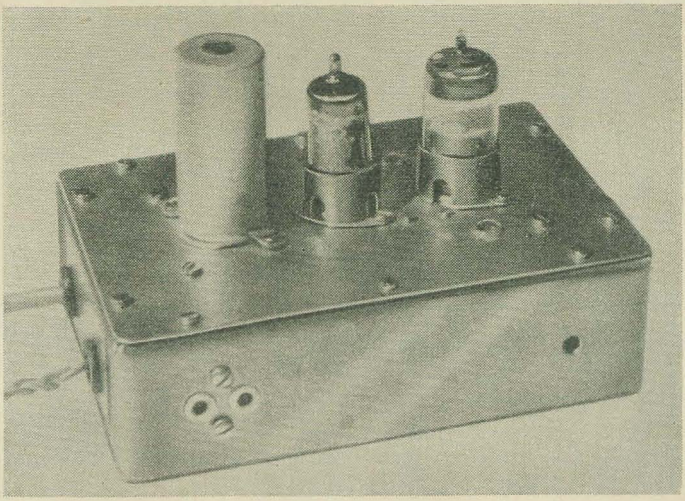


Bild 1 Gesamtansicht

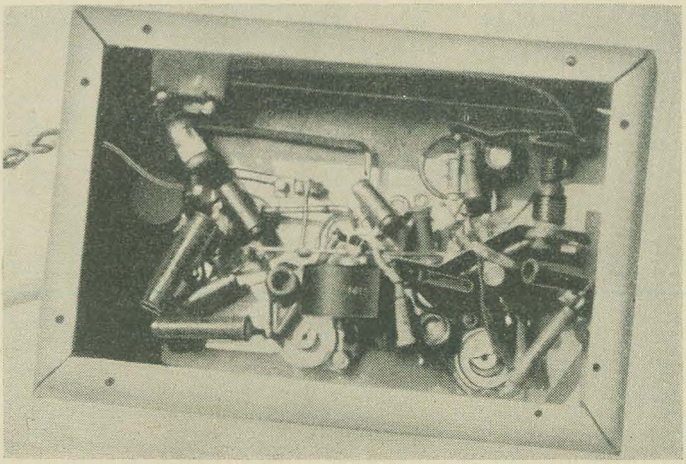


Bild 2 Blick in die Verdrahtung.
Der Quarz wurde aus dem Gehäuse genommen, die Halterung mit Lötösen versehen und direkt eingelötet

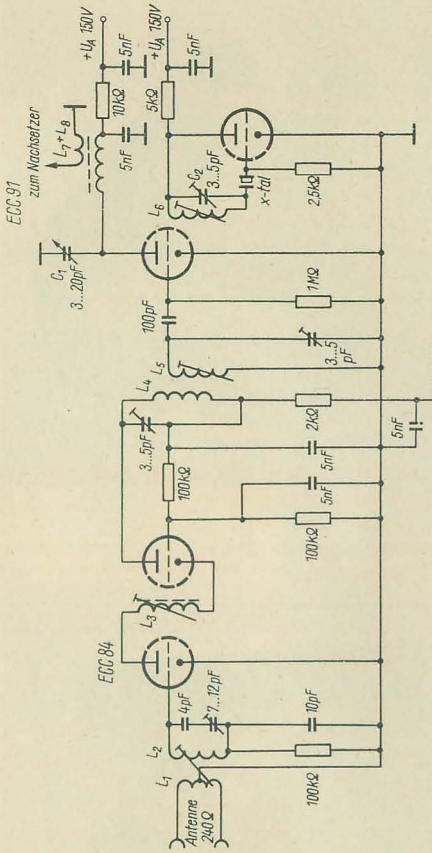


Bild 3 Schaltung des Konverters für das 2-m-Band

mechanische Aufbau ist so einfach wie möglich ausgeführt. Die Verdrahtung soll kurz und stabil erfolgen. Massepunkte für die Röhren sind sorgfältig auszuwählen und mit starkem Draht untereinander zu verbinden. An einer 5-Element-Yagi-Antenne brachte der Konverter mit guter Lautstärke Stationen aus etwa 100 km Entfernung. Als Nachsetzer diente dabei der KW-Empfänger „Emil".

Spulendaten des Konverters

Es werden Spulenkörper mit 8 mm Durchmesser verwendet.
L 1 – 2×1,5 Wdg., 1,5 mm Durchmesser, CuL
L 2 – 5 Wdg., 1,5 mm Durchmesser, CuL, Messingkern
Diese beiden Spulen werden auf einem Körper ineinandergewickelt.
L 3 – 7 Wdg., 1 mm Durchmesser, CuL, mit Eisenkern
L 4 – 3,5 Wdg., 1,5 mm Durchmesser, CuL
L 5 – 3,5 Wdg., 1,5 mm Durchmesser. CuL
L 4/L 5 auf einem Körper mit Messingkern, Abstand etwa 5 mm
L 6 – 4 Wdg., 1,5 mm Durchmesser, CuL
L 7 – auf 30 MHz umgewickeltes Bandfilter (10,7 MHz)
L 8 – Koppelspule, etwa 3 Wdg., 0,8 mm Durchmesser, CuL
Alle Kreise wurden mit Hilfe eines Grid-Dippers abgeglichen.
xtal – Quarz 23,4 MHz.

Sender für 144 MHz

Für Verbindungen im Ortsverkehr wurde dieser Kleinsender gebaut. Die Schaltung ist daher sehr einfach. Als Oszillator wird eine mit einem Quarz stabilisierte Rückkopplungsschaltung angewendet. Der Quarz liegt in Serie mit der Rückkopplungsspule und synchronisiert dadurch die höhere Frequenz des Schwingkreises. Allerdings weicht diese etwas von der genauen Harmonischen des Quarzes nach oben oder unten ab. In der ersten Stufe wird eine Frequenz von 48 MHz erzeugt, die über einen kleinen Kondensator (10 bis 30 pF) an das als Verdreifacher arbeitende System der ECC 81 koppelt. Die Größe des Kondensators muß ausprobiert werden, da der Gitterableitwiderstand der Verdreifacherstufe über diesen Kondensator den Oszillatorkreis zusätzlich bedämpft. Die Frequenz 144 MHz gelangt symmetrisch über 2 Kondensatoren an die Gegentakt-Endstufe. Auch hier bedämpfen die Gitterableitwiderstände zusätzlich den Verdreifacherkreis, so daß etwas Experimentieren notwendig wird. Die angegebenen Werte haben sich als günstig erwiesen. Die Neutralisierungskondensatoren C_N bestehen aus je 2 Stück verdrilltem CuLS-Draht, 0,3 mm Durchmesser, von etwa 4 cm Länge. Sie werden bedarfsmäßig abgekniffen, bis die Endstufe ohne Ansteuerung nicht mehr schwingt. Moduliert wird der Sender mit einer EL 95. Die Modulationsdrossel ist ein Kern M 30. Als Mikrofon wird ein Kohlemikrofon verwendet. Mit dem Potentiometer stellt man den Modulationsgrad ein.
Beim Abgleichen wird als erstes bei x die Leitung aufgetrennt und ein Milliamperemeter eingeschaltet. Beim Durchstimmen des Kreises von der höheren zur tieferen Frequenz ergibt sich im Synchronisationsfall ein Anodenstromdip. Der Anodenstrom sinkt dabei zunächst langsam

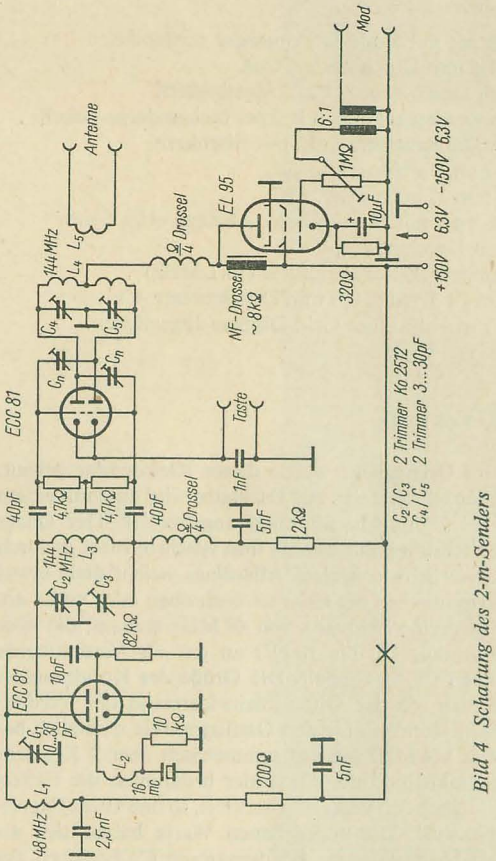


Bild 4 Schaltung des 2-m-Senders

ab und erreicht sein Minimum, wenn ein Vielfaches der Resonanzfrequenz erreicht ist. Bei weiterem Durchstimmen springt er plötzlich wieder auf seinen alten Wert zurück. Die Schwingungen haben ausgesetzt. Im Diagramm (Bild 6) ist der günstigste Arbeitspunkt eingezeichnet. Schwingt nun die Quarzstufe stabil, dann wird die Verdreifacherstufe zugeschaltet. Mit einer Anzeigeschaltung, bestehend aus Germaniumdiode und Mikroamperemeter, stimmt man auf maximale HF-Leistung ab. Die Trimmer müssen um gleiche Beträge verstellt werden, damit man den Kreis symmetrisch bekommt. In die Tast-

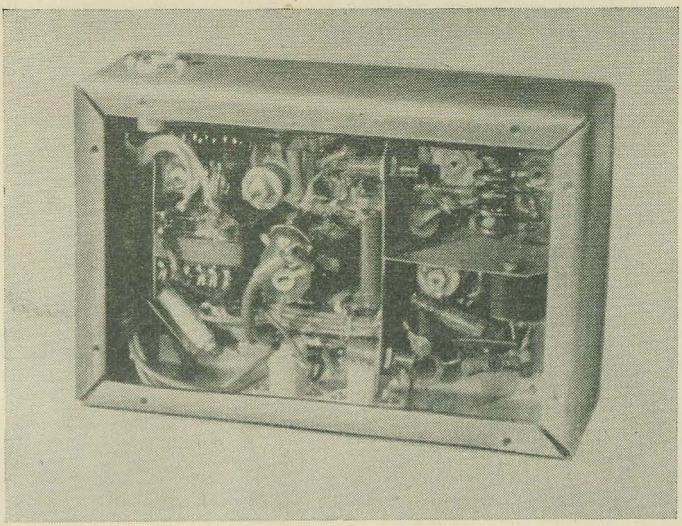


Bild 5 Blick in die Verdrahtung des Senders

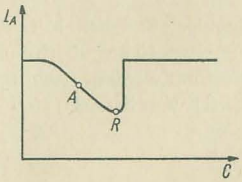


Bild 6

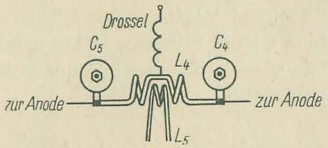


Bild 7

leitung wird ein Meßinstrument geschaltet. Die Quarzstufe verstimmt man, damit keine HF erzeugt wird. Dann kann die Endstufe neutralisiert werden. Ist das erledigt, so wird die Endstufe angesteuert. Bei Durchdrehen der Trimmer C 4 und C 5 muß auch hier bei Resonanz ein deutlicher Dip des Katodenstromes auftreten. Die letzten Feinheiten holt man dann noch im Betrieb heraus.

Der Aufbau erfolgt auf einer Platte aus Messing mit den Maßen 150 mm × 150 mm. Die Tauchtrimmer sind gleich mit einem Anschluß auf das Chassis gelötet. Ebenfalls direkt auf das Chassis wurden auch

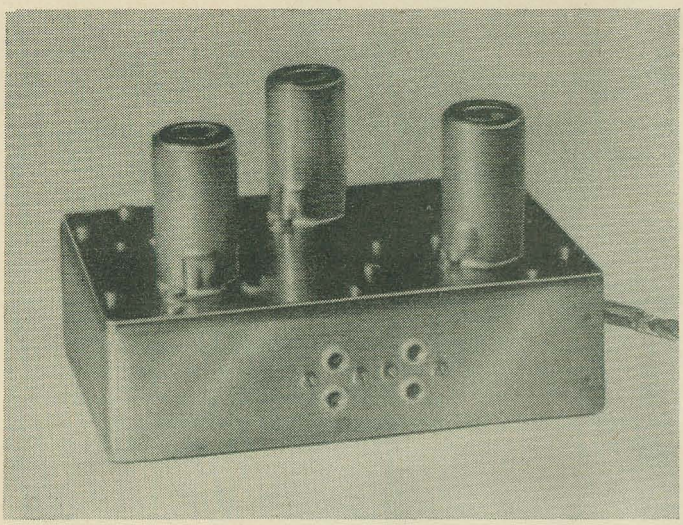


Bild 8 Ansicht des fertigen Kleinsenders

die Trennwände gelötet, die aus 0,5 mm Messingblech bestehen. Mit einer 5-Element-Yagi-Antenne wurden in Telefonie etwa 10 km überbrückt. In A1 kann mit etwa 30 km Senderadius gerechnet werden. (Achtung! Die gesetzlichen Bestimmungen über den Betrieb von Sendern sind zu beachten!)

Schwingkreisdaten für den Kleinsender

L 1 – 6 Wdg., 0,5 mm Durchmesser, CuL, auf Stiefelkörper 12 mm, ohne Kern
C 1 – Tauchtrimmer 3 bis 30 pF
L 2 – 2 Wdg., 0,5 mm Durchmesser, CuL, 3 mm von L 1 entfernt
L 3 – 4 Wdg., 1,5 mm Durchmesser, CuL, freitragend, 8 mm Durchmesser
C 2, C 3 – Trimmer Ko 2512, 5–14 pF
L 4 – 2 × 2 Wdg., 1,5 mm Durchmesser, CuL, freitragend, 8 mm Durchmesser
C 4, C 5 – Tauchtrimmer 3 bis 30 pF
L 5 – 2 Wdg., 1,5 mm Durchmesser, CuL, zwischen L 4 gewickelt (siehe Bild 7).

Peter Zeisberg
DM 2 BQL

Technik auf 70 cm

Dieser Artikel soll dem Abseitsstehenden einen Einblick in unsere Amateurtechnik geben, dem Interessierten und Newcomer aber ein kleiner Wegweiser sein. Deshalb werden viele Probleme nur angedeutet, und es wird dabei auf die einschlägige Literatur verwiesen. Damit ist dem Interessenten die Möglichkeit gegeben, sich mit der jeweiligen Thematik eingehender zu befassen.

Bauelemente in Sendern und Empfängern

Schwingungskreise

Bei einem Frequenzbereich von 420 bis 440 MHz können wir nur sehr schwer Schwingungskreise aus konzentrierten Schaltelementen herstellen. Die geometrischen Abmessungen nähern sich der elektrischen Wellenlänge, und wir müssen uns deshalb mit den Problemen der Leitungstechnik befassen. So lassen sich z.B. mit einseitig kurzgeschlossenen Paralleldrahtleitungen Parallelschwingkreise herstellen, wenn die Bedingung $l = \lambda/4$ erfüllt wird. Ist dagegen die Leitung offen, so entsteht – wenn $l = \lambda/2$ gilt – ein Parallelschwingkreis (Bild 1).
Eine konzentrierte Kapazität C ersetzt ein gewisses Leitungsstück, so daß bei der Berechnung eines Lecherkreises (Paralleldrahtleitung) zum Einbau in eine Röhrenschaltung stets die Röhrenkapazität bzw. andere Belastungskapazitäten berücksichtigt werden müssen (C_e; C_a; C_{Last}). Andererseits ist es mit einer variablen Kapazität C_v möglich, eine Lecherleitung kapazitiv abzustimmen. Die kapazitive Abstimmung wird in der Amateurtechnik der induktiven vorgezogen, da diese größeren konstruktiven Aufwand erfordert (Bild 2). Statt einer Paralleldrahtleitung kann man auch ein System zweier paralleler Bleche oder eine Kombination runder Innenleiter – runder Außenleiter bzw. runder Innenleiter – quadratischer Außenleiter verwenden. Die beiden letzten Typen bezeichnet man als Topf- oder Rohrkreise. Sie sind in der

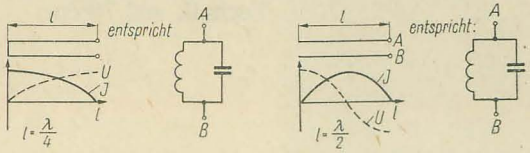


Bild 1

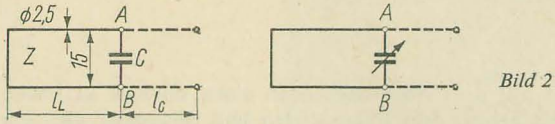


Bild 2

Bei Z = 300 Ω, C = 2 pF, λ = 70 cm
l_C = 11 cm, $l_L = \frac{\lambda}{4} - l_C$ = (17,5 - 11) cm = 6,5 cm

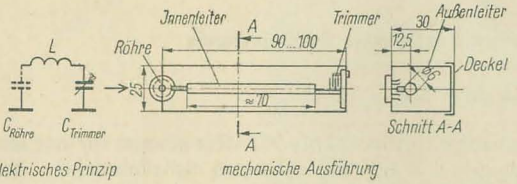


Bild 3 Aufbau eines Topfkreises für 70-cm-Empfänger

Empfängertechnik häufiger anzutreffen, da man auf Grund ihrer geschlossenen Bauweise hohe Güten durch geringere Eigenstrahlung erreicht (Bild 3).
Zum Aufbau der Schwingungskreise verwendet man versilberten Kupferdraht (1 bis 2 mm Durchmesser), Messingblech (0,5 bis 0,7 mm), Kupfer- oder Messingrohr (5 bis 8 mm Durchmesser). Als Abstimmkapazität eignen sich Luftdrehkos (Typ Febana Erfurt; $C_{max} = 7{,}5$ pF), Lufttrimmer, Schmetterlingsdrehkos sowie auch Tauchtrimmer (Typ Philips). Vom Versilbern der Teile kann bei 400 MHz abgesehen werden.

Röhren

Es sei hier eine kleine Aufstellung von Röhren gegeben, die sich in der UHF-Amateurtechnik als brauchbar erwiesen haben (siehe Tabelle 1):

Röhren	$R_{ö_{äqu}}/\Omega$	$S/\frac{mA}{V}$	Ce/pF	Ca/pF	re/kΩ bei 100 MHz
ECC 85	500	6	3	1,2	6
ECC 91	470	3,6	2	0,4	4,8
EC 92	600	3,1	2,5	0,45	6,5
E 88 CC	300	12,5	3,3	0,5	
EC 86	250	14,0	3,9	0,2	
6CW4 (Nuvistor)	200	11,5	4	0,2	

Sonstiges

Alle anderen Bauteile, wie Widerstände, Kondensatoren und Spulen, weisen je nach Herstellung bei Frequenzen größer als 100 MHz frequenzabhängige Blindanteile auf, so daß vor Einbau in UHF-Geräte entschieden werden muß, ob die Abweichung vom Sollwert vernachlässigt werden kann (z. B. können Anschlußfahnen und -drähte der Bauelemente erhebliche Induktivitäten aufweisen und „unerklärliche Effekte" hervorrufen). Zur Abblockung eignen sich Durchführungskondensatoren sowie -filter. Die Entstördrossel (10 µH) leistet dabei gute Dienste (Hersteller: Kondensatoren-Werk Gera, VEB).
Bei der Verdrahtung gelten die gleichen Gesichtspunkte wie in der UKW-Technik: kürzeste Leitungszuführung und übersichtlicher stabiler mechanischer Aufbau; Gleichstromzuführungen stets HF-frei halten [1,2].

Meßmittel und Meßtechnik

Die Meßmittel nehmen in der UHF-Technik eine wichtige Stellung ein; auch der Amateur kann sich diesem Umstand nicht verschließen. Da er jedoch in den meisten Fällen mit Frequenz-, Rausch- und Leistungsmessungen auskommt, beschränken wir uns auf die Beschreibung einiger passiver und aktiver Frequenzmesser, die sich verhältnismäßig leicht aufbauen lassen.

Messung der Wellenlänge mittels Paralleldrahtleitung (Lecherleitung) Bild 4

Mit dieser Einrichtung lassen sich Wellenmessungen durchführen. Die Genauigkeit beträgt annähernd ±1 MHz. Das Auftreten der Spannungs- (Strom-) Maxima im Abstand von $\lambda/2$ (z. B. $\lambda/2 = 70\ cm/2 = 35\ cm$)

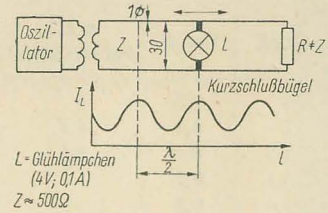


Bild 4

bietet uns Meßpunkte (Maximumanzeige des Indikators). Diesen Lecherkreis kann man nun an einen Oszillator oder Meßgenerator ankoppeln und Messungen durchführen. Die Frequenz ergibt sich aus der Beziehung $f = c/\lambda$ ($c = 300000$ km/s; λ = Wellenlänge).

Topfkreiswellenmesser

Häufiger wird dem Topfkreiswellenmesser der Vorzug gegeben. Bei kleineren mechanischen Ausmaßen weist er höhere Genauigkeit auf. In Bild 5 ist ein derartiges Meßmittel gezeigt, das einen Bereich von 410 bis 460 MHz überstreicht. Es läßt sich aber auch nur das 70-cm-Band (420 bis 440 MHz) über 180° spreizen (180° entspricht dem maximalen Drehwinkel des Kondensators). Das µA-Instrument gibt den Richtstrom an und weist somit bei Parallelresonanz ein Maximum auf (Absorptionswellenmesser), siehe Bild 5.

Schmetterlingskreis

Mit Hilfe eines Schmetterlingskreises lassen sich sowohl aktive als auch passive Frequenzmesser aufbauen, deren Frequenz über einen großen Bereich linear mit dem Drehwinkel des Rotors geändert werden kann (z.B. 200 bis 500 MHz). Kapazität und Induktivität bilden eine ge-

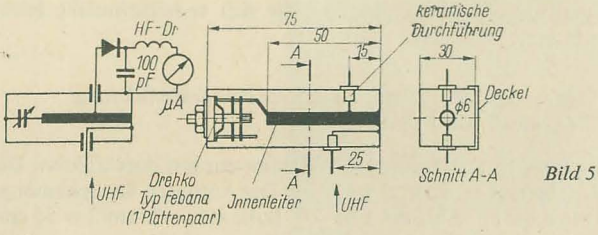


Bild 5

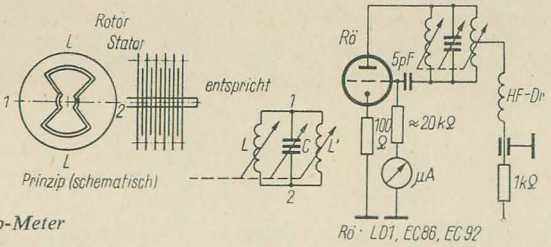


Bild 6 Grid-Dip-Meter

schlossene Einheit; bei Verminderung der Kapazität wird gleichzeitig die Induktivität kleiner. Mit einigem Geschick lassen sich derartige Schmetterlingskreise selber fertigen; außerdem wird in der DDR ein solcher Kreis industriell hergestellt (Bild 6).

Die Handhabung eines Grid-Dip-Meters

(eines aktiven Frequenzmessers) bereitet im Dezimetergebiet, soweit es sich um Arbeiten in einem fertig geschalteten Gerät handelt, erhebliche Schwierigkeiten, so daß man eine neue Meßanordnung verwenden muß. Unser aktiver, geeichter Oszillator wird definiert (z.B. über Koaxialkabel) an das Meßobjekt gekoppelt. Dann mißt man direkt am Kreis die Spannung. Dazu kann ein einfacher Meßkreis genommen werden, bestehend aus einem kurzen Drahtbügel, einer UHF-Diode, einem Kondensator von 50 pF und einem 100-µA-Instrument, Bild 7 [3, 4, 5, 6].

Empfängertechnik

Es dominieren Überlagerungsempfänger; die Eingangsstufen sind Tuner sowie Konverter. Der Geradeausempfänger sollte einzig und allein bei kleinen Geländeversuchen (Gegensprechanlagen usw.) benutzt werden. Der berüchtigte Pendler hat seine Berechtigung als

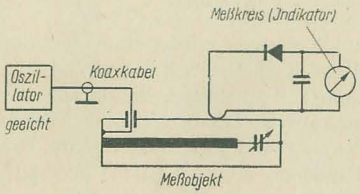


Bild 7

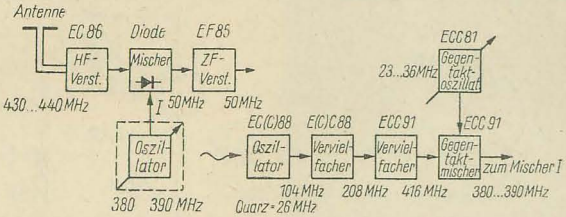


Bild 8 Blockschaltbild eines 70-cm-Tuners mit stabilem Oszillator (VFX)

Stationsempfänger gänzlich verloren. Seine hohe Störausstrahlung kann den Amateurfunkverkehr benachbarter Stationen erheblich stören und sogar unmöglich machen. Viele Contestausschreibungen verbieten daher den Einsatz dieser Geräte.
Der Drang, auch auf dem Gebiete der UHF den neuesten Stand der Technik zu erreichen (Forderung nach hoher Frequenzkonstanz der Oszillatoren, nach geringem Eigenrauschen der Eingangsstufen und damit hoher Empfindlichkeit, guter Spiegelwellenselektivität und geringer Störstrahlung), ließen folgende HF-Eingangsteile entstehen:

Tuner

Der Eingangsfrequenz wird eine variable Frequenz überlagert und damit eine feste Zwischenfrequenz gebildet. Bei verhältnismäßig konstanter Amplitude des Oszillators kann das gesamte 70-cm-Band überstrichen werden. Die Empfindlichkeit des Empfängers ist in hohem Maße von der Bandbreite des Gerätes abhängig, diese aber wiederum von der Frequenzkonstanz des ersten Oszillators. Man verwendet neben Gegentaktoszillatoren auch den auf UKW bekannten VFX (Super-VFO), mit dem wesentlich höhere Stabilität zu erreichen ist. Das folgende Blockschaltbild soll nochmals den prinzipiellen Aufbau des Tuners zeigen, gleichzeitig auch kurz das Prinzip eines VFX erläutern (siehe Bild 8).

Konverter

Im Konverter erfolgt eine Mischung mit einem Quarzoszillator (plus Vervielfacherstufen). Damit erhält man am Ausgang eine ZF von zum Teil erheblicher Bandbreite. Aus diesem Grund beschränkt man sich auf den DX-Bereich (432 bis 434 MHz) und hat somit eine abstimmbare ZF von 2 MHz Bandbreite. Diese ZF kann einmal auf einen vorhandenen KW-RX (10 m) oder auf 2-m-Empfänger gegeben werden.

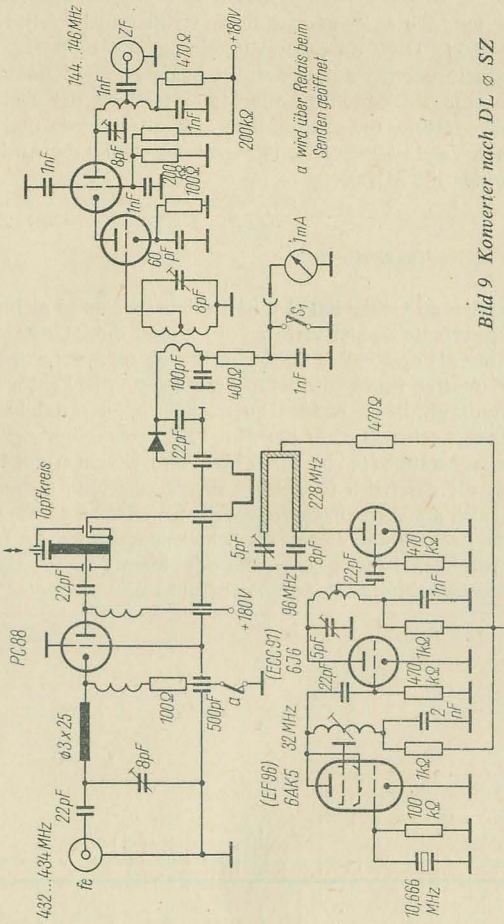


Bild 9 Konverter nach DL Ø SZ

Damit hat man gleichzeitig einen Nachsetzer, der allen Anforderungen (Konstanz, Empfindlichkeit und Bandbreite) genügt.

Als Beispiel sei der Konverter von DL Ø SZ angegeben, der sich als 70-cm-Stationsempfänger bestens bewährt hat (Bild 9).

Die Antenne (60 Ohm, koaxial) wird auf ein einseitig abstimmbares Eingangsfilter gegeben. In Parallelspeisung arbeitet die Röhre (PC 88) auf einen Topfkreis (in klassischer Form vorgesehen). Er ist innerhalb

des Bandes etwas nachzustimmen (Güte sehr hoch!). Induktiv wird die verstärkte UHF ausgekoppelt; eine zweite Koppelschleife nimmt die Oszillatorenergie auf und führt beide zur Mischdiode (additive Mischung). Ein Bandfilter auf 145 MHz dient der Ankopplung an die Kaskodestufe, die sehr einfach geschaltet wurde und nur der zusätzlichen Verstärkung dient. Niederohmig erfolgt die Auskopplung der ZF (144 bis 146 MHz).

Sendertechnik

Auf diesem Gebiet hat sich in den letzten Jahren nichts Neues ergeben. Selbsterregte Sender verloren auf Grund ihrer Unstabilität die Berechtigung als ernsthaftes Stationsgerät, da man derartige Ausstrahlungen mit unseren hochgezüchteten Empfängern nicht mehr aufnehmen kann (Bandbreite!). Es werden ausschließlich quarzstabilisierte Sender verwendet; sehr oft dient der 2-m-TX zur Ansteuerung einer 70-cm-Verdreifacherstufe (144 bis 144,6 MHz verdreifacht ergibt 432 bis 434 MHz). Um die gesetzlich festgelegte Eingangsleistung ausnutzen zu können, hat sich als Verdreifacherröhre die SRS 4452 bzw. GU 32 eingebürgert. $\lambda/4$-Lecherkreise dienen als Schwingungskreise. Im folgenden sei eine Verdreifacherstufe gezeigt, die mit einem 2-m-TX als Steuerstufe eine Eingangsleistung von 30 W hat (Bild 10).

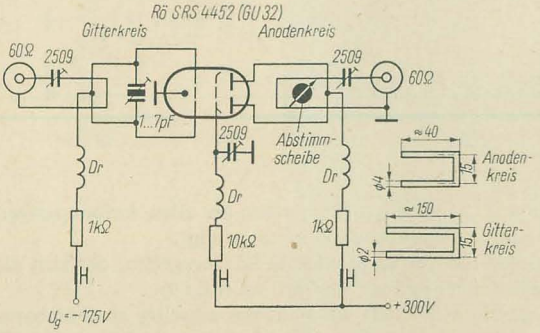


Bild 10 Verdreifacher 144 bis 432 MHz

Antennentechnik

Zum Schluß noch einige Worte zur Antennentechnik. Prinzipiell werden die gleichen Antennenformen verwendet, die auch auf UKW anzutreffen sind (Yagi- und Gruppenantennen). Interessant ist es, die Auswertung des 1. UHF-SHF-Aktivitätscontests 1962 zu betrachten, die unter anderem auch eine Aufstellung der verwendeten Antennen zeigt. Danach ergibt sich folgendes Bild:

Von 38 Teilnehmern verwendeten

14 Stationen – 15-Element-Lang-Yagi-Antennen
17 Stationen – Yagi-Antennen
7 Stationen – Gruppen-Antennen [7, 8, 9, 10]

Literaturangaben

[1] *Rothammel, K.*, UKW-Amateurfunk, Der praktische Funkamateur, Bd. 15, Deutscher Militärverlag, Berlin.
[2] Autorenkollektiv, Amateurfunk, Deutscher Militärverlag, Berlin.
[3] *Schweitzer, H.*, UHF-Messungen, Franckhsche Verlagsbuchhandlung Stuttgart.
[4] *Schweitzer, H.*, Dezimeterwellenpraxis, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin.
[5] *Megla, G.*, Dezimeterwellentechnik, VEB Verlag Technik, Berlin.
[6] Funktechnik, H. 7, 1954.
[7] funkamateur, H. 5 und 8, 1961.
[8] funkamateur, H. 3, 4 und 5, 1963.
[9] DL-QTC, H. 2, 1963.
[10] *Springstein, K. A.*, KW- und UKW-Empfängerpraxis, Fachbuchverlag, Leipzig.
[11] *Reck, T.*, UHF-Empfänger, Bd. 33, Der praktische Funkamateur.

ELEKTRONIK

ist die Wissenschaft, die die Gesetzmäßigkeiten für die Wirkungsweise und die Anwendung von Geräten untersucht, die auf dem Vorhandensein eines elektrischen Stromes im Vakuum und in verdünnten Gasen beruhen und auf den verschiedensten Gebieten der Technik Anwendung finden.

Aus unserer Produktion:

Rumpf, K.-H., Ing.
BAUELEMENTE DER ELEKTRONIK
Eigenschaften und Anwendung
4., durchgesehene Auflage · 328 Seiten, 330 Abb., 45 Tafeln · Kunstleder 23,– DM

Rumpf, K.-H., Ing.
KOORDINATENSCHALTER-ELEKTRONIK
Wege zu neuzeitlichen Fernsprechvermittlungssystemen
264 Seiten, 161 Abb., 4 Beilagen · Kunstleder 20,– DM

Rumpf/Pulvers
TRANSISTOR-ELEKTRONIK
284 Seiten, 341 Abb. · Kunstleder 24,– DM

Schure, A.
HF-ÜBERTRAGUNGSLEITUNGEN
(Reihe Elektronik für den Praktiker)
Aus dem Amerikanischen · 80 Seiten, 37 Abb. · Broschur 6,– DM

Die Bücher sind in jeder Buchhandlung erhältlich. Gegebenenfalls vermittelt der Verlag Bezugsnachweise. Auf Anforderung senden wir Ihnen gern Prospekt- und Katalogmaterial über weitere Fachgebiete unserer Produktion.

VEB VERLAG TECHNIK
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

VT

Dipl.-Ing. Heinz Lange

Elektronische Berechnung von Funkprognosen für Kurzwellen

Seit 1951 werden im Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften, Berlin-Adlershof, Prognosen der Kurzwellenausbreitung – sogenannte Frequenzberatungen – aufgestellt. Solche Berechnungen sind recht kompliziert und umfangreich. Die Bereiche brauchbarer Kurzwellen hängen ab von der geographischen Lage der Funkstellen, von der Jahres- und Tageszeit sowie von der Intensität der ionisierenden Strahlung der Sonne, also der Sonnenaktivität. Es ist daher ein erheblicher Aufwand an Zeit und Personal zur Durchführung derartiger Aufgaben notwendig.

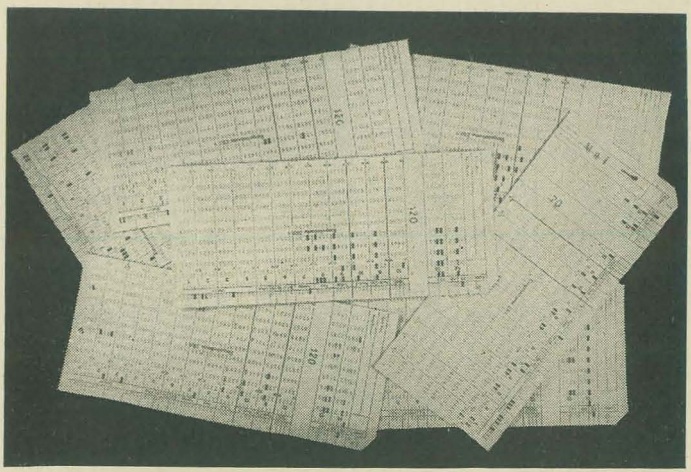


Bild 1 Eingabekarten des Rechenautomaten ZRA 1 mit den Grunddaten

Frequenzberatung Rechenblatt *Leistungskombinationen 01*

K R X	041 01 01 999999999 21 xxxxxxxxxxxx	Monat					
00	320002559 21	000000000 01	00	263002103 21	000000000 01	00	000000000 01	000000000 01	00
	317002535 21	000000000 01		259002071 21	000000000 01		000000000 01	000000000 01	
	310002479 21	000000000 01		253002023 21	000000000 01		000000000 01	000000000 01	
	296002367 21	000000000 01		241001927 21	000000000 01		000000000 01	000000000 01	
	274002191 21	000000000 01		224001791 21	000000000 01		000000000 01	000000000 01	
	250001999 21	000000000 01		203001623 21	000000000 01		000000000 01	000000000 01	
06	227001815 21	000000000 01		185001479 21	000000000 01	06	000000000 01	000000000 01	06
	232001855 21	000000000 01	06	192001535 21	000000000 01		000000000 01	000000000 01	
	351002807 21	195001559 21		310002479 21	139001111 21		000000000 01	660005279 20	
	610004879 21	334002671 21		511004087 21	261002087 21		387003095 21	301002407 21	
	754006031 21	389003111 21		629005031 21	344002751 21		463003703 21	393003143 21	
	824006591 21	418003343 21		681005447 21	387003095 21		501004007 21	440003519 21	
12	852006815 21	429003431 21	12	702005615 21	402003215 21	12	514004111 21	457003655 21	12
	861006887 21	425003399 21		708005663 21	392003135 21		507004055 21	446003567 21	
	847006775 21	406003247 21		695005559 21	356002847 21		477003815 21	406003247 21	
	818006543 21	365002919 21		669005351 21	284002271 21		414003311 21	326002607 21	
	766006127 21	285002279 21		625004999 21	203001623 21		258002063 21	146001167 21	
	687005495 21	000000000 01		556004447 21	000000000 01		000000000 01	000000000 01	
18	583004663 21	000000000 01	18	470003759 11	000000000 01	18	000000000 01	000000000 01	18
	473003783 21	000000000 01		379003031 21	000000000 01		000000000 01	000000000 01	
	395003159 21	000000000 01		320002559 21	000000000 01		000000000 01	000000000 01	
	360002879 21	000000000 01		293002343 21	000000000 01		000000000 01	000000000 01	
	340002719 21	000000000 01		278002223 21	000000000 01		000000000 01	000000000 01	
	328002623 21	000000000 01		270002159 21	000000000 01		000000000 01	000000000 01	
MEZ	OG_1	UG_{11}		OG_{21}	UG_{21}		OG_{31}	UG_{31}	

Bild 2 Ausgabestreifen des ZRA 1 mit den Werten für eine Frequenzberatung

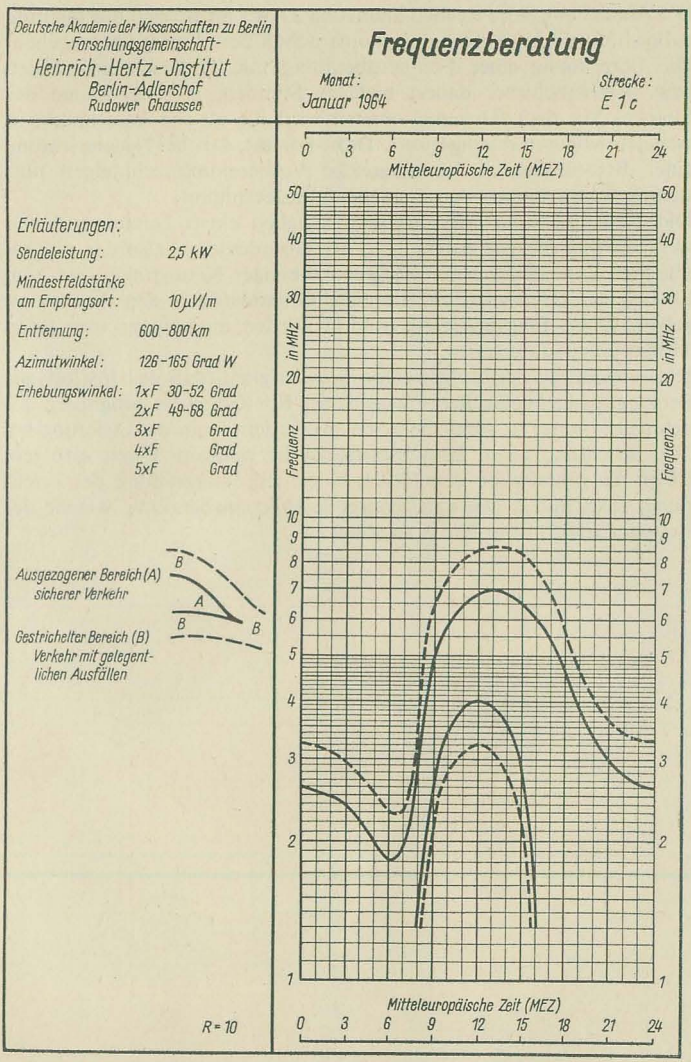


Bild 3 Zeichnung, wie sie der Besteller einer Frequenzberatung erhält

Die Aufstellung eines Rechenautomaten ZRA 1 im Bereich der Institute Adlershof war der Anlaß, zur automatischen Berechnung überzugehen. Die Berechnung einer Frequenzberatung mit Tischrechenmaschinen bzw. Rechenschieber dauert mehrere Stunden, je nach Länge der Strecke. Mit dem Rechenautomaten wird die gleiche Berechnung in wenigen Minuten durchgeführt. Dazu kommt, daß bei Neueinrichtung einer Beratungsstrecke umfangreiche Vorbereitungsrechnungen notwendig waren, die der Automat ebenfalls übernimmt.

Die Neueinrichtung erfordert jetzt lediglich einen Zeitaufwand von wenigen Stunden zur Aufstellung der Grunddaten – also der geographischen Lage des Ausbreitungsweges – einiger Kenngrößen und zum Lochen der Eingabekarten, die diese Grunddaten in den Automaten geben. Diese Eingabekarten (Bild 1) werden aufbewahrt und jeden Monat erneut eingegeben.

Die seit einiger Zeit aufgetretene Schwierigkeit, daß das Institut aus Personalmangel keine Beratungsaufträge für Kurzwellenprognosen annehmen konnte, ist damit behoben. Außerdem kann die Lieferung bei Neueinrichtung einer Beratungsstrecke in wenigen Tagen erfolgen. Einen Ausgabestreifen des ZRA 1, bereit zur Vorbereitung der Zeichnung, zeigt Bild 2. Die dazugehörende Frequenzberatung, wie sie der Besteller erhält, ist in Bild 3 zu sehen.

Ing. Klaus K. Streng

Was sind Nuvistoren?

In der Fachwelt wird in letzter Zeit zunehmend von „Nuvistoren" gesprochen – ein Begriff, mit dem viele Amateure wenig anzufangen wissen. Darum sollen Wesen und Bedeutung der Nuvistoren bzw. ihre Schaltungstechnik kurz geschildert werden.

Der Nuvistor stellt eine Hochvakuumröhre dar, und zwar in einer Konstruktion, die eine preiswerte Massenfertigung gestattet. Daneben ist der Nuvistor wesentlich kleiner als eine konventionelle Elektronenröhre (Bild 1). Er hat jedoch keine andersgearteten elektrischen Eigenschaften als diese. Zwar gibt es Nuvistoren mit besonders günstigen elektrischen Werten (z.B. mit hoher Steilheit), doch sind die Nuvistor-Werte auch mit der konventionellen Röhrentechnik zu erreichen.

Von den Nuvistor-Herstellern werden folgende Eigenschaften des Nuvistors propagiert:

kein (zerbrechliches) Glas, da Metallhülse und Keramikboden;
glimmerfreier Aufbau des Röhrensystems;
kein Getter, da bei hoher Temperatur zugeschmolzen;
hohes Vakuum;
hohe thermische Unempfindlichkeit (bis 350 °C Kolbentemperatur);
große Unempfindlichkeit gegen mechanische Erschütterungen;
geringe Exemplarstreuungen der Kenndaten bzw. Kennlinien;
geringe erforderliche Gleichspannungen;
gute Höchstfrequenzeigenschaften (geringe Laufzeit, geringes Rauschen und geringe Zuleitungsinduktivitäten).

Man könnte fragen, warum im heutigen Transistorzeitalter überhaupt eine neue Elektronenröhrenserie (nicht einzelne neue Röhrentypen!) entwickelt wird. Nuvistoren waren ursprünglich von RCA (USA) als „Gegengewicht" zu den Transistoren vorgesehen. Diese Absicht konnte nicht verwirklicht werden. Ihre Verwendung in den Geräten bringt jedoch dem Konstrukteur manche Vorteile: Nuvistoren sind nicht nur wesentlich kleiner, sie arbeiten auch mit geringeren Anodenbetriebsspannungen als konventionelle Röhren.

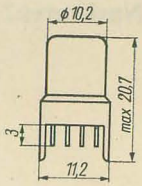


Bild 1 Abmessungen einer Nuvistortriode

Doch sind einige Unannehmlichkeiten in Kauf zu nehmen: eine neue Röhrenserie bedeutet größere Lagerhaltung und erschwert den Export. Als typisches Beispiel wird hier die Nuvistor-Triode 7586 (Valvo) vorgestellt. Die wichtigsten Betriebsdaten sind:

U_a	26,5	40	75	V
R_k	0	0	100	Ω
R_g*	0,5	0,5		MΩ
I_a	2,8	6,8	10,5	mA
S	7,0	11,0	11,5	mA/V
μ	31	35	33	
R_i (etwa)	4,4	3,2	3,0	kΩ

* Gittervorspannungserzeugung durch Gitterableitwiderstand.

Aus dem I_a/U_a-Kennlinienfeld (Bild 2) ist ersichtlich, daß es keine Besonderheiten der Nuvistorkennlinie gibt, die nicht auch bei konventionellen Elektronenröhren vorhanden sind.
Bild 3 zeigt als Beispiel einen Antennenverstärker für das Fernsehband I. Dabei wirkt sich besonders das geringe Rauschen der Nuvistor-Tetrode 7587 günstig aus. Die Schaltung selbst bietet keine Besonderheiten.

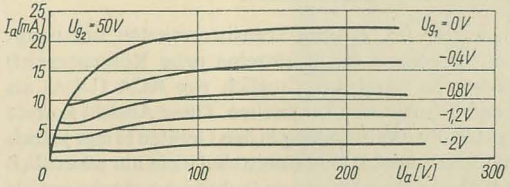


Bild 2 I_a/U_a-Kennlinienfeld der Nuvistortetrode 7587 (Valvo)

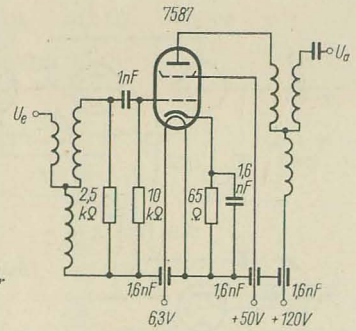


Bild 3 Mit Nuvistor-Röhre bestückter Antennenverstärker

Die geringe Anodengleichspannung, die bei Nuvistoren erforderlich ist, gestattet es, sie einfach mit Transistoren in Geräten zu „koppeln"; eine Möglichkeit, von der die kommerzielle Elektronik oft Gebrauch macht. Bild 4 zeigt einen solchen Anwendungsfall. Es handelt sich um einen Gleichstromverstärker mit einer Nuvistorröhre (hochohmiger Eingang) und einem Transistor (niederohmiger Ausgang). Das gleiche hätte sich zwar auch mit dem Einsatz einer weiteren Elektronenröhre in Anodenbasisschaltung erreichen lassen, doch soll die Lebensdauer der gezeigten Schaltung sehr groß sein.

Eine interessante Nuvistor-Schaltung für den Einseitenbandempfang bringt schließlich Bild 5. Vom ZF-Eingang gelangt das Signal zu $Rö_1$, die als Anodenbasisstufe wirkt. Ebenso arbeitet $Rö_2$ als AB-Stufe zwischen dem Oszillator $Rö_4$ und dem 2. Mischer $Rö_3$. Im Anodenkreis von $Rö_3$ wird die Niederfrequenz abgenommen und ausgekoppelt. Die Schaltung stellt einen sogenannten Produkt-Detektor dar (so genannt, weil der Detektor auf das Produkt von Eingangs- und Oszillatorspannung anspricht). Durch die sparsamen Nuvistoren erfolgt die Stromversorgung mit 100 V/15 mA bzw. 6,3 V/0,52 A. Das ist eine Leistung, die der Rx meist noch „nebenbei" aufbringen kann.

Dank ihrer Widerstandsfähigkeit sind Nuvistoren vor allem in militärischen Geräten bzw. Anlagen zu finden. So liegt z. B. auf Grund ihrer thermischen Unempfindlichkeit eine Verwendung in Raketen an Stelle

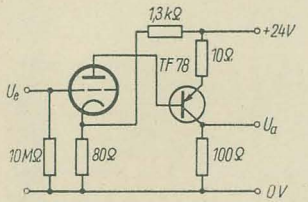


Bild 4 Gleichstromverstärker mit einem Nuvistor und einem Transistor

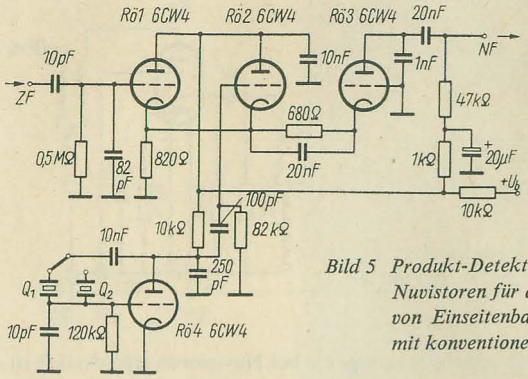


Bild 5 Produkt-Detektor mit Nuvistoren für den Empfang von Einseitenband-Sendungen mit konventionellen Empfängern

von Silizium-Transistoren nahe. Die thermische Unempfindlichkeit der Nuvistoren wird z. Z. von keinem Halbleiterbauelement erreicht! Dennoch sind Nuvistoren eine Zeiterscheinung, die im Laufe der Jahre verschwinden dürfte.

Literaturangaben

Valvo-Handbuch: Spezialröhren 1; Photocopie GmbH Hamburg 1, 1963.

–: Neue Nuvistorschaltungen; Funkschau **35** (1963), H. 9, S. 244.

–: Détecteur à nuvistors pour réception des emissions sur bande latérale unique; l'éléctricité moderne **32** (1962), H. 157, S. 36.

–: En avant-première du salon 1962 des composants électroniques; l'éléctricité moderne **32** (1962), H. 150 (Februar), S. 107–110.

Verstärker-Schaltungen für den Hi-Fi-Freund

Hagen Jakubaschk

Zunächst einmal: Unter Hi-Fi-Qualität wird heute das Streben nach möglichst originalgetreuer Tonwiedergabe verstanden, Hi-Fi ist also – grob gesagt – die „Studioqualität des kleinen Mannes". Daraus ergeben sich einige technische Grundsätze. Einer von ihnen besagt, daß Hi-Fi-Verstärker möglichst frequenzlinear bei geringem Klirrfaktor und großem Fremdspannungsabstand arbeiten sollen. Die Hi-Fi-Technik kennt ferner keine Klangregelung im klassischen Sinne, sondern – analog der Studiotechnik – nur Klangkorrekturglieder bzw. Entzerrerschaltungen. Sie dienen zum Ausgleich technisch oder – bedingt – raumakustisch unvermeidbarer Frequenzgangabweichungen. „Wunschklangregister" oder ähnliche geschmackbedingte Klangregeleinrichtungen haben mit echter Hi-Fi-Technik nichts zu tun (ebensowenig übrigens wie AM-Rundfunkempfang!).
Entzerrerschaltungen sitzen demgemäß in der Gesamtanlage dort, wo sie technisch bedingt sind: bei der Schallplatten-Wiedergabeanlage als Schneidkennlinien-Entzerrer hinter dem Tonabnehmer, bei Tonbandwiedergabe als Aufnahme- oder Wiedergabe-Entzerrer in den Verstärkereinheiten des Tonbandgerätes. Im Abhörverstärker (Leistungs- oder Endverstärker) ist daher keine Klangregeleinrichtung notwendig. Demgemäß entfällt für den seine Geräte selbst bauenden Amateur normalerweise jede nachträglich regelbare Klangbeeinflussung – soweit nicht die Forderung besteht, technische Mängel der Tonträger oder – bei UKW-Empfang – der Übertragung ausgleichen zu müssen.

Hi-Fi-Verstärker für 12 W

Bild 1 zeigt eine allen Anforderungen des Hi-Fi-Amateurs genügende Verstärkerschaltung, die zweckmäßig zusammen mit einer guten Lautsprecherkombination (Breitbandstrahler, eventuell mit zusätzlichem Hochtonstrahler in ausreichend großer Schallwand) benutzt wird. Der mit fünf Röhren bestückte Verstärker bringt eine Ausgangsleistung von

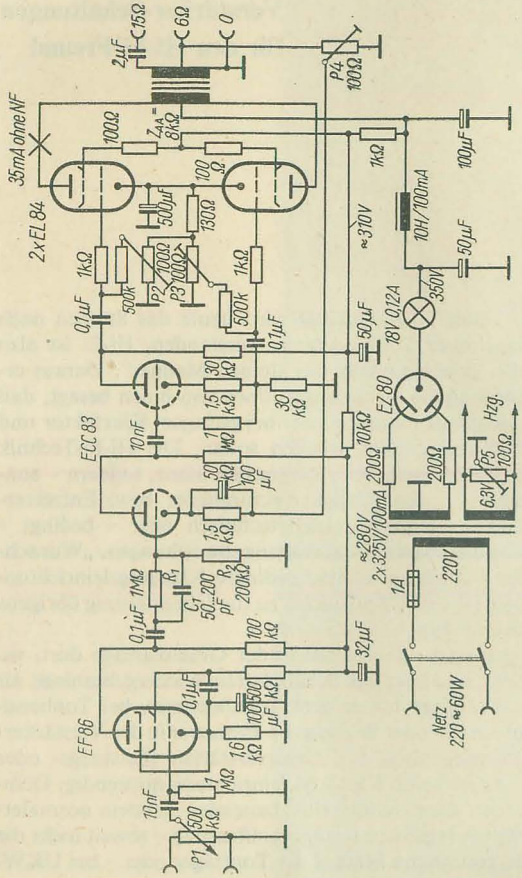


Bild 1 Hi-Fi-Verstärker für 12 W

rund 12 W, die bei etwa 100 mV Eingangsspannung erreicht wird und für normale Wohnräume in jedem Fall weit ausreicht. Sachgemäßen Aufbau vorausgesetzt, ist der Fremdspannungsabstand besser als 60 dB und der Frequenzgang (bei Verwendung eines hochwertigen Gegentakt-Ausgangstrafos mit Kammerwicklung) von 30 Hz bis 16 kHz ± 1 dB linear. Der Klirrfaktor liegt bei maximaler Aussteuerung nicht wesentlich über 1% und wird bei verringerter Aussteuerung kleiner.

P1 ist der Lautstärkeregler. Das Gerät hat reichlich Verstärkungs-

reserven, deshalb kann die EF 86, wenn genügend Eingangsspannung verfügbar ist, ohne weiteres auch als Triode unter Fortlassung der Schirmgitterkombination 500 kOhm/0,1 µF geschaltet werden (Gitter 2 an Anode, Anodenwiderstand dann 50 kOhm). Dadurch verringert sich das Röhrenrauschen weiter, und die Frage der Röhrenalterung wird in dieser Stufe unkritisch. Das nachfolgende Entzerrerglied R1/R2/C1 hat lediglich die Aufgabe, Höhenverluste auszugleichen, die durch notwendige Abschirmmaßnahmen (Verstärkereingang über P1 bis Gitter EF 86 sowie vorangehende Verbindungskabel der Hi-Fi-Anlage) oft unvermeidbar sind. Je nach dem Grad der Höhenverluste wird C1, notfalls nach Gehör, so bemessen, daß sich die geforderte Geradlinigkeit „über alles" an der oberen Frequenzgrenze ergibt. Bedarfsweise kann zu gleichem Zweck auch R 2 etwas geändert werden.

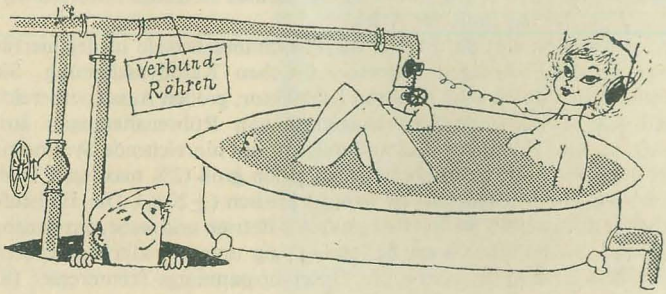
Von der zweiten Stufe ab ist der Verstärker frequenzlinear gegengekoppelt. Die Gegenkopplungsspannung wird sekundärseitig vom Ausgangstrafo abgegriffen. Damit erfaßt man einmal auch dessen Verzerrungen und gleicht sie weitgehend aus, zum anderen ist dadurch bei richtiger Einstellung des Gegenkopplungs-Trimmreglers P 4 eine fast vollständige Unabhängigkeit der Ausgangsspannung von der Ausgangsbelastung erreichbar, d.h., der Ausgangs-Scheinwiderstand des Verstärkers (vom Lautsprecher her gesehen) nähert sich dem Wert Null. Dadurch werden etwaige Eigenresonanzen des Lautsprechers, die auch bei modernen Lautsprechern nie ganz vermeidbar sind, weitgehend gedämpft, was einer klaren, differenzierten Baßwiedergabe zugute kommt. Außerdem verhindert diese Gegenkopplung ein Hochlaufen der Ausgangsspannung und Beschädigung der Endröhren, wenn der Verstärker versehentlich ohne angeschlossenen Lautsprecher ausgesteuert wird. P 4 ist so einzustellen, daß sich die – mit Vielfachmesser bei mittlerer Frequenz gemessene – Ausgangsspannung des Verstärkers bei Anklemmen und Abtrennen des Lautsprechers nicht ändert. Falls bei der Ersterprobung Selbsterregung beim Aufdrehen von P 4 einsetzt, sind beide Anodenanschlüsse des Ausgangstrafos zu vertauschen. Für P 4 eignet sich (ebenso wie für P 2, P 3 und P 5) ein kleines Heizungs-Entbrummer-Potentiometer mit isolierter Achse.

Die dritte Röhrenstufe arbeitet als Phasenumkehrstufe in der hierfür jetzt bei Hi-Fi-Anlagen allgemein üblichen Katodynschaltung. Sie zeichnet sich durch sehr geringen Klirrfaktor, großen Aussteuerbereich und sehr weitgehende Unabhängigkeit von Röhrenalterungen aus. Anoden- und Katodenwiderstand müssen, um hinreichende Symmetrie für die Endröhren zu erhalten, genau gleich groß (2% maximale Toleranz) sein. Ihr Absolutwert ist weniger kritisch (±20%). Die Endstufe arbeitet mit zwei EL 84 im Gegentakt-AB-Betrieb und weist, um genaue Symmetrieverhältnisse auch bei geringfügig unterschiedlichen Röhren einstellen zu können, getrennte Gittervorspannungs-Trimmregler für

beide Röhren auf (P 2 und P 3). Sie werden auf einen Anoden-Ruhestrom von 35 mA (P1 zugedreht) eingestellt, wobei beide Trimmregler – wenn die Röhren ausreichend übereinstimmen – in etwa gleiche Stellung kommen müssen.
Netzteil und Stromversorgung entsprechen dem Üblichen; alle für den Nachbau erforderlichen Daten sind in Bild 1 zu finden. Für den Netztrafo soll eine reichlich bemessene Ausführung gewählt werden. Die Skalenlampe in der Katodenleitung der EZ 80 schützt diese Röhre sowie die Endröhren gegen Überlastung bei möglichen Röhrenspratzern oder Übersteuerungen u. ä. Fehlern. Sie zeigt gleichzeitig mit mittlerer Leuchtkraft die Betriebsbereitschaft an. Deutlich ansteigende Helligkeit läßt erkennen, wann die Aussteuerungsgrenze erreicht wurde. Der Verstärker ist dann maximal ausgesteuert, wenn die Lampe in den Lautstärkespitzen gerade leicht zu flackern beginnt.
Als Lautsprecher für diesen Verstärker ist der hochwertige und sehr preiswerte Studio-Breitbandlautsprecher Typ KSP 215 in „Sonderausführung bedämpft" (Fa. Elektromechanik Karl Schulz, Berlin-Weißensee) besonders zu empfehlen, der die Verwendung eines zusätzlichen Hochtonstrahlers erübrigt. Ein solcher Hochtonstrahler mit einer Impedanz von 15 Ohm kann an dem entsprechenden Ausgangsanschluß vorgesehen werden, wobei der 2-µF-Becherkondensator als Hochtonweiche wirkt.

NF-Verstärker mit Verbundröhren

Daß sich auch mit sehr einfachen Mitteln und geringem Aufwand hochwertige Verstärker bauen lassen, mag Bild 2 beweisen. Dieser Verstärker kommt ohne Netzteil – der wiederum dem Gewohnten, etwa gemäß Bild 1, entspricht und daher fortgelassen wurde – mit nur zwei Verbundröhren aus. Die ECL 82 ist wegen der getrennten Katoden sehr gut geeignet. Die Schaltung erlaubt (beim Versuchsmuster gemessen zwi-



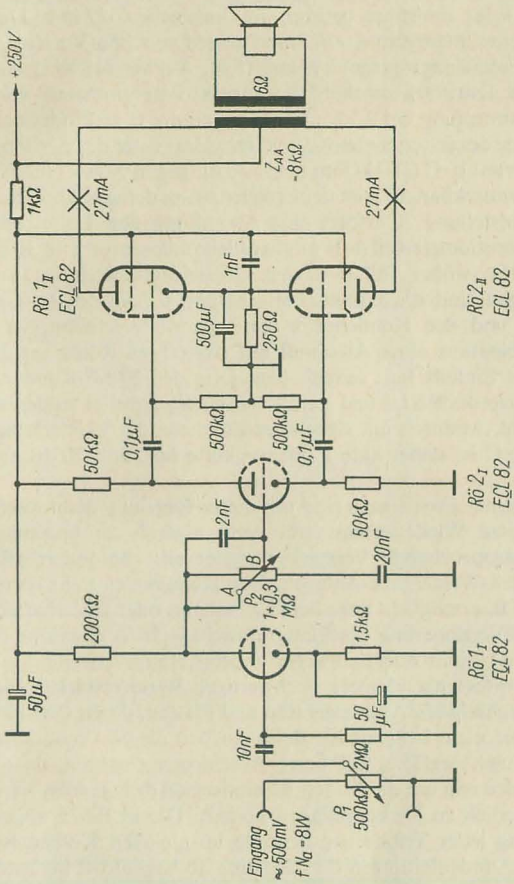


Bild 2 NF-Verstärker mit Verbundröhren

schen Anode/Anode der Endstufe, also ohne Einbeziehung des Ausgangsübertragers), einen Frequenzgang von 25 Hz bis 15 kHz ±2 dB linear zu erreichen. Die Ausgangsleistung beträgt bei etwa 0,5 V Eingangsspannung maximal rund 8 W, der auf 5 W bezogene Klirrfaktor knapp 2%. Die Endstufe arbeitet wiederum im Gegentakt-AB-Betrieb. Die tiefe untere Grenzfrequenz wird in diesem Falle u.a. durch die Gleichstromkopplung zwischen erster und zweiter Stufe ermöglicht, kann allerdings nur mit einem sehr hochwertigen Ausgangsübertrager ausgenutzt werden.

Der Ruhestrom jeder Endröhre beträgt, wie angegeben, 27 mA. Die Schaltung weist eine interessante, auf einen amerikanischen Vorschlag zurückgehende Frequenzgangregelung auf (P 2). Verwendet wird ein für gehörrichtige Lautstärkeregelung bekanntes Potentiometer von 1,3 MOhm mit Anzapfung bei 0,3 MOhm. In Stellung B verbindet der Schleifer die Anode des ersten Systems direkt mit dem Gitter des zweiten; der Potentiometerteil B–C (300 kOhm nebst 20 nF gegen Masse) macht sich dabei nicht bemerkbar. In B ist der Frequenzgang demgemäß nahezu linear. In Endstellung A erfolgt eine Absenkung der Tiefen um etwa 14 dB, da Potentiometerteil A–B mit Parallelkondensator 2 nF jetzt als Hochpaß wirkt, wobei Teil B–C den Querwiderstand bildet. In Stellung C dagegen sind die Potentiometerhälften 0,3 MOhm (B–C), 1 MOhm (A–B) und der Kondensator 2 nF parallelgeschaltet, was – da diese Kombination ohne Abschluß auf das offene Röhrengitter arbeitet – keinen Einfluß hat. Jedoch liegt jetzt der 20-nF-Kondensator an der Anode der Rö 1/I und damit NF-mäßig parallel zu deren Anodenwiderstand, wodurch mit steigender Frequenz die Verstärkung sinkt. In Stellung C ist daher eine Höhensenkung bis rund 20 dB erreichbar.

Anhebungen einzelner Frequenzen sind mit dieser Regelung nicht möglich. Der bei guter Wiedergabequalität recht einfach zu bauende, wenig Raum beanspruchende Verstärker eignet sich besonders für kleine Schallplatten-Wiedergabe-Anlagen. Der Klangregler steht dann normalerweise in B, ermöglicht aber bei abgenutzten oder fehlerhaften Platten in C eine Verringerung des Plattenrauschens, in A eine Unterdrückung etwaigen Platten- oder Laufwerkrumpelns. Hauptverwendungsgebiet dieses Gerätes: als kleiner, hochwertiger Reiseverstärker für Benutzung mit wechselnden Abspielgeräten und Platten, deren Qualität und Zustand zuvor nicht bekannt ist. Beim Aufbau dieses Verstärkers muß man allerdings sorgfältig auf beste Abschirmung achten, da es sonst wegen der sich eng um die beiden Röhrensockel drängenden Verdrahtung unweigerlich zu Verkopplungen kommt. Die in Bild 2 angegebene Zuordnung jeder Triode zur Pentode im gleichen Kolben ist einzuhalten. Die Anodenleitungen der Endstufe ab Sockelstift bis zum Ausgangstrafo sind abzuschirmen, was zusammen mit dem 1-nF-Kondensator an den Schirmgittern – der direkt am Sockel sitzen muß – zur Vermeidung von UKW-Selbsterregung genügt. Wegen der geringeren Steilheit der ECL 82-Pentoden kann dadurch auf die üblichen hier nur unnötig Platz beanspruchenden Gitter- und Schirmgitter-Vorwiderstände verzichtet werden. Beide Röhrensockel werden eng nebeneinandergesetzt, und zwar so, daß sie ihre Pentoden-Anoden-Anschlüsse einander zukehren. Über jeden Sockel wird ein Abschirmblech angebracht, das bis zwischen die Stifte reicht. Selbstverständlich ist auch der Eingang kurz zu verdrahten und abzuschirmen.

Entzerrer für Kristalltonabnehmer

Zur Wiedergabe moderner Langspielplatten ist bekanntlich eine Schneidkennlinien-Entzerrung mit genormtem Frequenzgang erforderlich. Eine dafür geeignete Schaltung zeigt Bild 3. Sie wird zwischen Tonabnehmer und erster Verstärkerstufe angeordnet und ist vorzugsweise für Kristalltonabnehmer gedacht, jedoch auch für magnetische Tonabnehmer geeignet. Die Entzerrung bringt einen unvermeidlichen Pegelverlust mit sich, der rund 30 dB beträgt und vom nachfolgenden Verstärker ausgeglichen werden muß. Da dessen Verstärkungskurve dafür häufig nicht ausreicht, ist in Bild 3 eine Verstärkerstufe mit angegeben. Sie gleicht den vom Entzerrer verursachten Pegelverlust gerade wieder aus und kann im Hinblick auf die geringe Eingangsspannung hier ohne weiteres mit der einfachen und im Fremdspannungsabstand (Heizungsbrumm!) sehr günstigen Gitter-Anlaufstromschaltung (Gitterwiderstand 10 MOhm, Katode an Masse) arbeiten. Als Triode eignet sich ein System der ECC 81, ECC 83 oder EC 92 – für Stereo-Anlagen demgemäß eine Doppeltriode mit einem System je Kanal. Die geringe Speiseleistung kann dem nachfolgenden Verstärker mit entnommen werden, wenn der ganze Entzerrer dort eingebaut wird.

Entzerrer mit niederohmigem Ausgang

Schaltet man zwischen Plattenspieler und Verstärker eine längere Verbindungsleitung, so wird deren Impedanz kritisch. Besser eignet sich dann der mit einer Doppeltriode arbeitende Platten-Wiedergabe-Entzerrer nach Bild 4. Mit zwei Doppeltrioden gleichartig aufgebaut, ist er ebenfalls gut für Stereo-Anlagen verwendbar. Er erhält zweckmäßig einen eigenen kleinen Netzteil, bei dem man lediglich auf gute Anodenspannungssiebung achten muß. Das Ganze wird mit im Laufwerkgehäuse eingebaut, da der Platzbedarf sehr gering ist. Verwendbar sind in solchem Falle alle Tonabnehmerarten. Die Entzerrung erfolgt hier

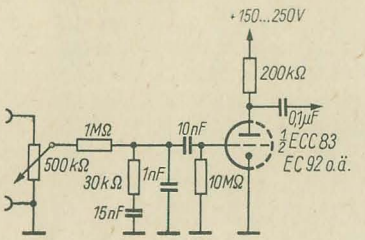


Bild 3 Entzerrer für Kristalltonabnehmer

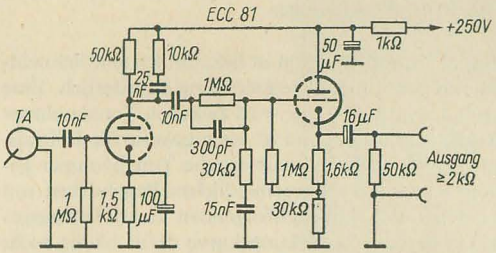


Bild 4 Entzerrer mit niederohmigem Ausgang

erst nach der ersten, den Pegelverlust des Entzerrers ausgleichenden Stufe. Die zweite Stufe arbeitet in Anodenbasisschaltung und ergibt den gewünschten niederohmigen Ausgang. Wird normales Abschirmkabel verwendet, so sind am Ausgang Leitungslängen von 10 m und mehr zulässig.

Diese Schaltung ist hinsichtlich des Aufbaus weitgehend unkritisch und genügt in den Übertragungsdaten durchaus den Ansprüchen, die man an Hi-Fi-Anlagen stellt. Nötigenfalls können durch Änderungen der Kondensatorenwerte im Entzerrer (15 nF, 25 nF und 300 pF) sowie der mit diesen verbundenen Widerstände 10 kOhm und 30 kOhm zusätzliche Frequenzgangkorrekturen vorgenommen werden, die bei ortsfesten Hi-Fi-Anlagen z.B. durch akustische Mängel des Wiedergaberaumes u.ä. erforderlich sein können. Demgemäß werden – falls der Klangeindruck nicht befriedigt – diese Werte an Ort und Stelle einmalig ausprobiert. Das sollte allerdings nur Notlösung sein, denn dem Begriff Hi-Fi-Technik läuft ein solcher Kunstgriff genaugenommen zuwider!

Moderne Schaltungen mit Elektronenröhren

Ing. Klaus K. Streng

Trotz ständiger Ausweitung und Verbreitung der Transistortechnik ist die Schaltung mit der Elektronenröhre noch lange nicht tot, überholt oder unmodern. Wenn auch der Transistor heute bereits eine Reihe Aufgaben einfacher, besser oder eleganter löst als seine ältere Schwester, so gibt es andererseits relativ neue Schaltungen mit Elektronenröhren, die keine Parallele mit Transistoren haben.

Eine relativ wenig bekannte Röhrenschaltung ist die *NF-Kaskode mit Ohmschem Außenwiderstand* (Bild 1) [1]. Ihre Vorteile gegenüber der „klassischen" Pentodenschaltung sind:

- Fortfall des Schirmgitters und seiner Entkopplung;
- Rauscharmut (besonders in empfindlichen Anfangsstufen wichtig);
- sehr hohe Spannungsverstärkung;
- mit Doppeltrioden wenig Schaltungsaufwand.

Die Berechnung der *Spannungsverstärkung* geschieht mit Hilfe der Gleichung

$$V_u = (\mu_1 \cdot \mu_2) + \mu_1 \frac{R_a}{(\mu_2 + 1)\, R_{i1} 3 R_{i2} + R_a}.$$

Die Schwierigkeit bei der Berechnung der Verstärkung liegt darin, daß μ und R_i bei den kleinen Anodengleichspannungen der Kaskode (je Röhrensystem) meist nicht bekannt sind. (Der Index 1 kennzeichnet das Katodenbasissystem, der Index 2 das Gitterbasissystem der Kaskode.)

Bild 2 zeigt die Abhängigkeit der Verstärkung von der Batteriespannung U_b, wenn die Schaltung nach Bild 1 mit einer Doppeltriode ECC 81 und $R_a = 300$ kOhm verwendet wird. Dieser Röhrentyp und die ECC 85 sind als NF-Kaskode mit Ohmschem Außenwiderstand besonders geeignet.

Eine andere, ebenfalls wenig bekannte Schaltung ist die der *Triode als Siebkondensator* [2]. Bild 3 zeigt die Schaltung. Die Röhre wirkt wie eine verlustfreie Kapazität der Größe

$$C_{Röhre} = C \cdot S \cdot R.$$

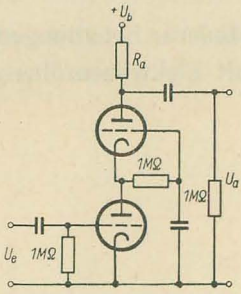


Bild 1
Kaskodeschaltung für NF-Anwendungen

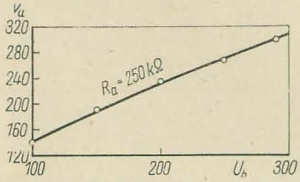


Bild 2
Abhängigkeit der Verstärkung von der Betriebsspannung

Die Größen ergeben sich aus der Schaltung in Bild 3. S ist die (statische) Steilheit der Röhre im Arbeitspunkt. Diese Schaltung weist große Vorteile auf. Mit ihr werden Größen für $C_{Röhre}$ von einigen 10000 µF mühelos erreicht – eine Größe also, die bei konzentrierten Kapazitäten für gebräuchliche Anodenspannungen zu untragbar großen mechanischen Abmessungen führen würde. Bei der Dimensionierung des „Röhren-Siebkondensators" ist darauf zu achten, daß die betreffende Röhre in der Schaltung nicht überlastet, d.h. ihre Grenzwerte nicht überschritten werden.

Ein ganz anderes, beinahe „klassisches" Anwendungsgebiet der Elektronenröhre ist der Sender. Jedem Techniker sind die verschiedenen Modulationsschaltungen für Amplitudenmodulation mit ihren Vor- und Nachteilen bekannt. In der Praxis jedoch herrschte noch nicht immer die erforderliche Klarheit über die *Katodenmodulationsschaltung*, um sie einwandfrei zu dimensionieren, obwohl sie seit langem bekannt ist [3].

Bild 4 zeigt die Prinzipschaltung für Katodenmodulation. Als Endröhre

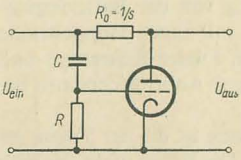


Bild 3
Schaltung einer Triode als Siebkondensator

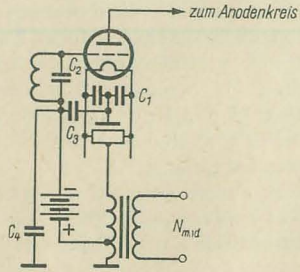


Bild 4
Prinzipschaltung der Katodenmodulation

(PA-Stufe) benutzt man eine direkt geheizte Triode. Bei der heute meist (zumindest bei kleinen und mittleren Leistungen) verwendeten indirekten Heizung ist die Mittenanzapfung des Widerstandes über der Heizspannung (der elektrische Mittelpunkt der Heizspannung) durch die Katode der Röhre zu ersetzen. Am Prinzip der Schaltung ändert sich hierdurch nichts.

Zum Verständnis der Schaltung: Die Kondensatoren C_1, C_2 und C_3 schließen die Hochfrequenz gegen Masse kurz. C_4 bedeutet für die Modulationsfrequenzen einen Kurzschluß. Die Anzapfung des Modulationstransformators hängt vom Leerlaufverstärkungsfaktor μ der Endröhre ab. Bei höheren Werten von μ (20 bis 40) soll die Anzapfung 40 bis 60% der gesamten Wicklung betragen, *Wigand* gibt für $\mu = 24$ bis 36 etwa 40% an.

Die Katodenmodulationsschaltung stellt einen Mittelweg zwischen Gitter- und Anodenmodulationsschaltung dar. Den sparsamen Funksendeamateur wird interessieren, daß die Modulationsleistung nur etwa 0,22 Q_v (Q_v = max. Anodenverlustleistung der PA-Röhre) beträgt. Der Anpaßwiderstand für den Modulationstransformator soll etwa bei 0,1 U_a/I_a liegen.

Zum Messen von Wechselspannungen wird in Röhrenvoltmetern öfters eine Hochvakuumdiode verwendet. Im Gegensatz zur Halbleiterdiode hat diese bereits ohne Anlegen einer Wechselspannung einen sogenannten Anlaufstrom, den es zu kompensieren gilt. Dies kann durch eine gegensinnige Gleichspannung am Meßinstrument geschehen. Nachteilig ist, daß die Kompensation bei Schwankungen der Heizspannung bzw. Erwärmung „wegläuft". Bild 5 zeigt eine Kompensationsschaltung mit einer Doppeldiode, die die erwähnten Nachteile nicht oder nur in geringem Maße aufweist. Diode 1 ist die eigentliche Meßdiode, die die zu messende Wechselspannung gleichrichtet. Diode 2 erzeugt lediglich einen Anlaufstrom, der gegenüber dem Anlaufstrom von Diode 1 umgekehrt verläuft. Beide Ströme kompensieren sich; das Meßinstrument Ms_1 zeigt keinen Strom an. Zur genauen Einstellung des Nullpunktes – beide Ströme sind dann genau betragsgleich – dient R_1. Die Werte in

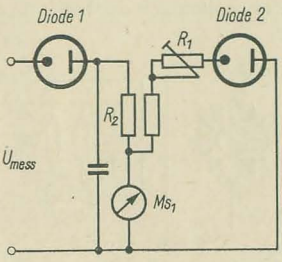


Bild 5 Schaltung eines Wechselspannungsmeßkopfes mit einer Kompensationsdiode

der Schaltung können variiert werden, doch ist darauf zu achten, daß der Gleichstromwiderstand beider Diodenkreise gleich sein muß. Außerdem ist anzustreben, daß R_2 groß gegenüber dem Widerstand des Meßinstrumentes ist.

Die *Anzeige von Effektivwerten* ist eine der schwierigsten Aufgaben in der Meßtechnik, wenn die Kurvenform der Meßspannung beliebig sein kann. Meist begnügt man sich damit, einen Spitzenspannungsmesser in Effektivwerten unter Annahme einer sinusförmigen Wechselspannung zu eichen. Für Spannungen anderer Kurvenform stimmt die Eichung dann nicht.

Um den Effektivwert zu messen, ist im Laboratorium das Thermoinstrument üblich. Es handelt sich um ein Drehspulmeßwerk, das aus einem Thermokreuz gespeist wird. Die angezeigte Thermospannung ist der erzeugten Wärme proportional, die erzeugte Wärme aber dem Effektivwert der Meßspannung, unabhängig von ihrer Kurvenform. Da das Thermoinstrument verschiedene Nachteile aufweist, versucht man, es – wenn irgend möglich – durch andere Mittel zu ersetzen. Besonders der Halbleitergleichrichter ist hier zu nennen, der im quadratischen Teil seiner Kennlinie gut als Effektivwert-Gleichrichter benutzt werden kann. Nachteilig wirkt allerdings seine starke Temperaturabhängigkeit. Als effektiv anzeigenden Indikator (also dort, wo es nicht auf die Absoluteichung ankommt) kann man die in Bild 6 gezeigte Schaltung von *Mühlbach* [4] verwenden.

Das Prinzip ist folgendes: Eine Doppeltriode bekommt die Meßspannung im Gegentakt an den Gittern zugeführt; die Anoden sind parallelgeschaltet. Dadurch heben sich im Anodenkreis die Grundfrequenz und alle ungeradzahligen Harmonischen der Eingangswechselspannung heraus. Es bleiben die geradzahligen Harmonischen (abgesehen vom Gleichstromwert). Unter ihnen ist die zweite Harmonische (erste Oberwelle) besonders stark, da verzerrende Trioden diese bevorzugen. Durch entsprechende Wahl des Arbeitspunktes kann man die Bildung von quadratischen Verzerrungen außerdem begünstigen. Der Wechselspannungsanteil im Anodenkreis wird linear gleichgerichtet (beide Halbwellen) und angezeigt. Die Anzeige entspricht bei ausschließlich k_2-Verzerrungen in der Röhre genau dem Effektivwert der Eingangsspannung. Schwankungen der Heiz- und Anodenspannung, die sich in einer Ände-

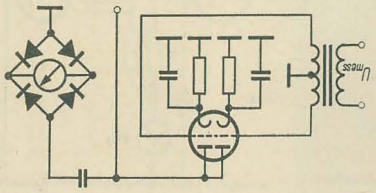


Bild 6 Schaltung zur Messung von Effektivwerten

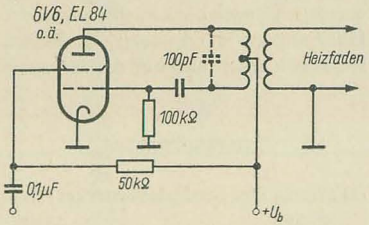


Bild 7 Schaltung eines HF-Generators zur brummfreien Heizkreis-Stromversorgung

rung der Röhrenkennlinien auswirken, werden durch die Doppeltriode weitgehend kompensiert. Anodengleichstromänderungen wirken sich infolge der kapazitiven Ankopplung des Meßgleichrichters nicht aus. Trotzdem ist – wie Untersuchungen zeigten – die Anzeige bei Betriebsspannungsschwankungen, Erwärmung oder Altern der Röhren nicht so konstant, daß die Schaltung zur zuverlässigen Messung von Absolutwerten verwendet werden kann. Als Indikator (zum Beispiel in einer Klirrfaktormeßbrücke), überall dort, wo es auf die Anzeige des Effektivwertes ankommt, bietet die Schaltung Vorteile.

Ein anderes Problem: In empfindlichen Tonfrequenzverstärkern stört bereits die Wechselspannung für die Heizung der ersten Verstärkerröhre. Sie koppelt über die Schalt- oder die Röhrenkapazitäten auf den Gitterkreis über, wo sie sich bei der Wiedergabe in Brummen auswirkt. Jeder NF-Techniker weiß das; er kennt auch den meistbeschrittenen Weg, in solchem Falle Abhilfe zu schaffen: die Heizung der Röhre mit Gleichstrom.

Dies bedeutet einigen zusätzlichen Aufwand im Verstärker. Der Netztransformator erhält eine weitere Wicklung; eventuell muß eine niederohmige Siebdrossel, sicher aber müssen 2 Siebelkos beachtlicher Größe und außerdem ein Halbleiter-Gleichrichter eingebaut werden. Die Siebelkos sind groß, weil der gleichgerichtete Strom relativ groß und die zugelassene Brummspannung sehr klein ist – man gelangt auf diese Weise zu Kapazitätswerten von einigen hundert bis zehntausend Mikrofarad. Daraus ergeben sich weitere große Abmessungen.

Einen anderen Weg zeigt Bild 7. Ein kleiner Oszillator – aufgebaut mit einer Leistungsröhre (6 V 6, EL 84 o.ä.) und einer alten Langwellenspule aus einem Einkreiserspulensatz – schwingt auf etwa 150 kHz. Die so erzeugte Wechselstromleistung heizt die erste Verstärkerröhre [5]. Der Aufwand ist geringer als bei Gleichstromheizung, die Dynamik so gut wie bei Gleichstromheizung. Man muß lediglich darauf achten, daß die Hochfrequenz des Generators nicht in benachbarte Rundfunkempfänger strahlt.

Schon diese wenigen Hinweise zeigen dem „transistorbesessenen" Nachwuchs, daß es Röhrenschaltungen gibt, die noch nicht überholt sind.

Natürlich ist mit dieser willkürlichen Auswahl das Thema nicht erschöpft. Über andere Schaltungen mit Röhren geben Fachpresse und -bücher Auskunft, man muß nur danach suchen!

Literaturangaben

[1] *Streng*, Der Kaskodeverstärker; radio und fernsehen, 7 (1958), H. 3, S. 67 bis 69.

[2] *Wallbrecht*, Sieb- und Entkopplungsglied hoher Dämpfung unter Verwendung einer Elektronenröhre; radio und fernsehen, **8** (1959), H. 9, S. 269–271.

[3] Fortschritte der Funktechnik und ihrer Grenzgebiete; Franckhsche Verlagshandlung, Stuttgart 1941.

[4] *Mühlbach*, Effektiv anzeigendes Röhrenvoltmeter; Funktechnik, **10** (1955), H. 14, S. 399.

[5] *Streng*, Schaltungshinweise und Werkstatt-Tips für den Amateur; funkamateur, **11** (1962), H. 11, S. 379 und 380.

Zum Nachdenken

④ An einem Spannungsteiler aus den Widerständen $R_1 = 50$ kOhm und $R_2 = 25$ kOhm, der an einer Spannung von $U_B = 200$ V liegt, soll die an R_2 abfallende Spannung gemessen werden.
Wie groß muß der Innenwiderstand des Meßinstrumentes mindestens sein, wenn bei der Messung die Spannung um nicht mehr als 10% absinken darf? Lösung siehe S. 378.

Inseln als Antennen?

(Nach „Radio", Nr. 6/1963)

Von verschiedenen Seiten bringt man dem Längstwellenbereich (VLF) elektromagnetischer Wellen (λ etwa 10000 km) zur Zeit großes Interesse entgegen. Die Ursache dafür sind die äußerst wertvollen Eigenschaften dieser Wellen. Kurz gesagt bestehen sie in folgendem:

- Längstwellen breiten sich sehr weit aus;
- am Empfangsort existiert ein äußerst konstantes elektromagnetisches Feld;
- Längstwellen unterliegen nur geringen Beeinflussungen durch Unregelmäßigkeiten in der Ionosphäre.

Ausgehend von diesen Eigenschaften kann man Längstwellen für wichtige nachrichtentechnische Aufgaben verwenden. So unter anderem für Fernverbindungen auf der Erde und für Funknavigationszwecke. Längstwellen dringen auch bis zu einigen 10 Metern in die Wasseroberflächen der Erde ein und eignen sich daher ausgezeichnet für Nachrichtenverbindungen mit U-Booten in Tauchlage.
Bei der Funknavigation mit Längstwellen kann der Standort von Schiffen und Flugzeugen in Entfernungen von 6000 bis 8000 km mit einer ausreichenden Genauigkeit von 2 bis 10 km bestimmt werden, darüber hinaus lassen sich Längstwellen bestens für die Gewitterwarnung ausnutzen.
Die Eigenschaften und Möglichkeiten der Längstwellen stellen die Wissenschaft und Technik vor die Aufgabe, den gesamten Längstwellenbereich ernsthaft zu untersuchen und für die Praxis nutzbar zu machen. Dabei ergeben sich naturgemäß gewisse Schwierigkeiten, so z.B. das Problem der Ausstrahlung von Längstwellen.
Wie bekannt ist, muß man, um eine ausreichende Abstrahlung bei zunehmender Wellenlänge zu erreichen, die wirksame Antennenlänge vergrößern. Das erfordert aber für Längstwellen außerordentlich große und teure Antennen, Erdungsanlagen, Laufzeitketten und andere Einrichtungen. Aus diesem Grund arbeitet man jetzt in einigen Ländern daran, einfache und billige Längstwellenantennen zu schaffen.

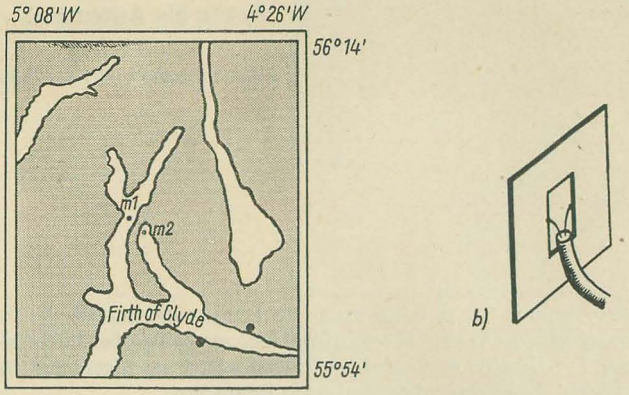


Bild 1

Ein interessanter Versuch, dieses Problem zu lösen, stellt die Verwendung von Teilen der Erdoberfläche als Längstwellenstrahler dar. Versuche haben gezeigt, daß sich einige Inseln und Halbinseln (30 bis 35 km lang und 1,5 bis 2 km breit), die von Meerwasser mit einem hohen Salzgehalt umspült werden, besonders gut als Antennen eignen.

So benutzte man z. B. in England für Versuche eine westlich der Stadt Glasgow im Zentrum des Firth of Clyde gelegene 20 km lange Halbinsel (Bild 1 a). Zur Abstrahlung der elektromagnetischen Wellen wurde auf der Halbinsel ein einadriges Kabel von etwa 2750 m Länge verlegt. Die Kabelenden versenkte man im Meer und erreichte damit eine sogenannte Erdung an den Punkten m_1 und m_2. Die Speiseleitung wurde im Mittelpunkt des Kabels angeschlossen. Jede Elektrode, die am Kabelende in das Wasser versenkt war, bestand aus drei Kupferplatten mit den Abmessungen 1,8 m × 0,9 m. Die Kupferplatten wurden auf Holzrahmen befestigt und in Abständen von 40 bis 50 m voneinander verlegt. Mit Hilfe von Bojen hielt man die Elektroden in einer bestimmten Wassertiefe. Auf diese Weise bildete die Halbinsel zusammen mit dem Kabel und dem Seewasser eine große Antenne, die prinzipiell etwa der in Bild 1 b gezeigten Schlitzantenne entsprach.

Im Schlitz bildete sich durch die Wechselstrom-EMK, die den symmetrisch angeordneten Punkten am Schlitzrand zugeführt wurde, ein elektrisches Feld (Bild 1 b).

Der Sender, der mit der „Inselantenne" verbunden war, strahlte auf der Wellenlänge $\lambda = 30$ km ($f = 10$ kHz). Die ausgestrahlten Signale wurden an verschiedenen Empfangspunkten im Umkreis von 40 bis 50 km mit normalen Funkempfängern (mit einer vertikalen Ferritantenne)

aufgenommen. Man stellte fest, daß ungeachtet des hohen atmosphärischen Störpegels die Empfangsqualität der aufgenommenen Zeichen gut war. Der beste Empfang ergab sich, wenn die Fläche der Rahmenantenne zur Mitte der Halbinsel gerichtet war. An nähergelegenen Empfangspunkten (6 bis 10 km) wurden die Signale auch mit Horizontalantennen empfangen. Der Versuch beweist, daß man Inseln oder Halbinseln als Längstwellenstrahler benutzen kann.

Die optimale Länge der Inselantenne wird mit $l = \lambda/2$ gerechnet, wobei l die wirksame Strahlerlänge darstellt und die Antenne auf Resonanz abgestimmt ist. Diese Forderung kann nicht immer erfüllt werden, wie aus Bild 2 hervorgeht. Das Bild zeigt die Abhängigkeit des Eingangswiderstands der Antenne von der abgestrahlten Frequenz. Die sprunghaften Veränderungen des Eingangswiderstands sind durch die Veränderungen der Speiseleitung bedingt, die sich aus der Erdnähe und der Kabelinduktivität ergeben. Um unnötige Energieverluste in der Erde sowie Verzerrungen zu vermeiden, ist es angebracht, Speiseleitungen aus mehreren Drähten zu verwenden. Die einzelnen Drähte sollen parallel, in einem Abstand von etwa 10 m zueinander, verlaufen.

Diese Tatsache bestätigte ein Versuch mit Längstwellen, bei dem man die Insel Deception als Inselantenne benutzte. Die Insel Deception gehört zur Gruppe der Süd-Shetland-Inseln am äußersten Zipfel von Südamerika, nahe der Antarktis (Bild 3). Die Insel liegt in einem Gebiet, in dem atmosphärische Pfeifstörungen besonders stark sind. Man wählte diesen Ort bewußt für Versuche mit Längstwellen.

Die Insel hat Ringform und umschließt eine Lagune, die ein kleiner Graben mit der offenen See verbindet; sie ist 30 km lang, was der Hälfte der Wellenlänge bei 5 kHz entspricht. Nebenbei sei vermerkt, daß die atmosphärischen Pfeifstörungen gerade auf dieser Frequenz am stärksten wirken. Die Insel besteht aus Tuffstein. Tuffstein stellt ein gutes Isoliermaterial dar, so daß die Insel ebenfalls einer Schlitzantenne gleichkam.

Die Inselantenne wurde – wie in dem vorangegangenen Beispiel –

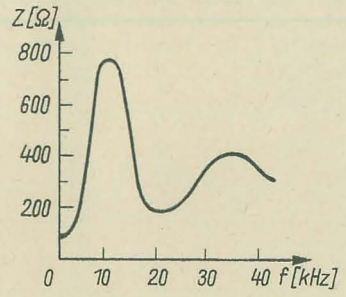


Bild 2

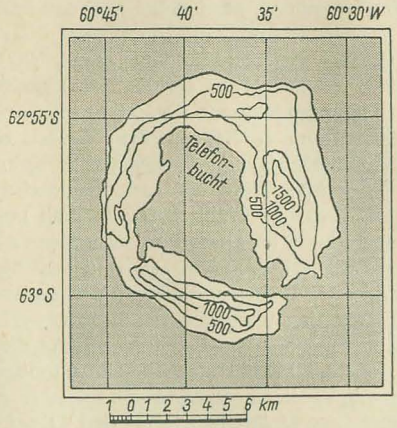


Bild 3

vom Mittelpunkt (Telefonbucht) aus gespeist, wo der Eingangswiderstand am größten war. Eine spezielle RC-Meßbrücke diente dazu, den Eingangswiderstand zu messen. Das Strahlungsdiagramm dieser Inselantenne ähnelt dem eines vertikalen Monopols*, bei dem die Vektoren des elektrischen und des magnetischen Feldes ihre Plätze vertauscht haben. Die bisherigen Versuche haben gezeigt, daß Inselantennen sich als Längstwellenstrahler bewähren. Der nahen Zukunft bleibt es überlassen, diese interessante Erkenntnis in die Praxis einzuführen.

* (eines halben elektrischen Dipols).

Karl Rothammel
DM 2 ABK

Moderne UKW- und Fernseh-Empfangsantennen

Die Japaner *H. Yagi* und *S. Uda* legten im Jahre 1926 bereits den Grundstein zur heutigen modernen Entwicklung von Antennen für den UKW-Rundfunk- und Fernsehempfang. Sie beschrieben erstmalig Halbwellendipole, bei denen durch das Hinzufügen von strahlungsgekoppelten Elementen (Parasitärelementen) eine ausgesprochene Richtwirkung und damit ein Antennengewinn erzielt wird. Richtantennen mit ungespeisten Reflektoren und Direktoren werden deshalb als *Yagi-Antennen* bezeichnet. Die Erkenntnis, daß Elemente ohne direkte Speisung, also durch reine Strahlungskopplung wirksam werden, gewann späterhin auch aus Gründen der Technologie Bedeutung. Die Yagi-Antenne konnte seit Beginn der Entwicklung im Sektor der UKW-Rundfunk- und Fernseh-Empfangsantennen eine dominierende Stellung einnehmen, die sie auch heute noch behauptet.

Ernsthafte Konkurrenz entstand der Yagi-Antenne zwischenzeitlich nur durch die *Gruppenstrahler*. Das sind Kombinationen von Ganzwellen-Dipolen, die manchmal auch als Phasenantennen bezeichnet werden. Sie konnten vorübergehend als Fernsehantennen im Band III eine größere Bedeutung erlangen.

Die Frequenzbandbreite einer Gruppenantenne beträgt mindestens das 5fache einer vergleichbaren Yagi-Antenne und überdeckt deshalb mehrere Kanäle des Fernsehbereiches III. Mit einer Halbwertsbreite der horizontalen Richtkeule von etwa 60° bei sehr kleinem Erhebungswinkel der scharfen vertikalen Bündelung ist der Gruppenstrahler eine ausgesprochene Weitempfangsantenne, deren verhältnismäßig breiter horizontaler Richtsektor oft erwünscht ist, wenn mehrere Fernsehsender ohne Veränderung der Antennenrichtung empfangen werden sollen. Im Bergland, wo man mit unkontrollierbaren Reflexionen der Strahlung rechnen muß, versagt allerdings die Gruppenantenne, weil es wegen der geringen horizontalen Richtschärfe meist nicht gelingt, die unerwünschten Reflexionen ausreichend zu unterdrücken.

Neben den günstigen elektrischen Eigenschaften haben die Gruppenstrahler in mechanischer und fertigungstechnischer Hinsicht einige

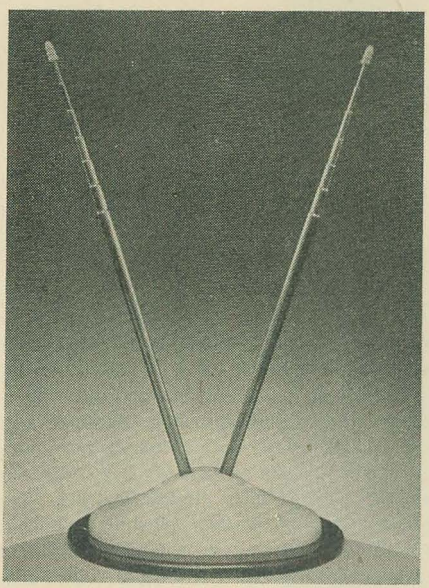


Bild 1
Zimmerantenne 87,5 bis 320 MHz, durch Teleskopstäbe abstimmbar (VEB Antennenwerke Bad Blankenburg)

schwerwiegende Nachteile. Sie weisen eine große vertikale Flächenausdehnung auf; der daraus resultierende Windwiderstand bedingt einen hohen Aufwand an stabilem Trägermaterial. Bei einer Gruppenantenne werden mehrere Ganzwellendipole im Spannungsbauch gespeist. Die Speisepunkte bedürfen einer besonders hochwertigen Isolation (Spannungsmaximum), sie sind korrosionsanfällig, und es ist ein zusätzlicher Aufwand an Verbindungsleitungen nötig. Eine Yagi-Antenne gleichen Antennengewinnes benötigt erheblich weniger Material, läßt sich leichter aufbauen, kann in sich geerdet werden (Ganzmetallausführung) und ist beim Versand weniger sperrig. Diese Gründe waren wohl in erster Linie entscheidend dafür, daß heute die Gruppenantenne aus den Fertigungsprogrammen fast aller Antennenhersteller verschwunden ist.
Einige mehr oder weniger brauchbare Sonderformen von UKW- und Fernseh-Empfangsantennen wurden im Zuge der Entwicklung bekannt und auch teilweise von der Antennenindustrie geliefert, z. B. gestockte Mehrband-V-Antennen und Skelettschlitz-Antennen. Sie konnten sich jedoch nicht durchsetzen, und man findet solche Sonderformen im allgemeinen nur noch bei experimentierfreudigen Amateuren.
Rückschauend kann festgestellt werden, daß die Yagi-Antenne von Anfang an eindeutig bevorzugt wurde. Auf diese Antennenform kon-

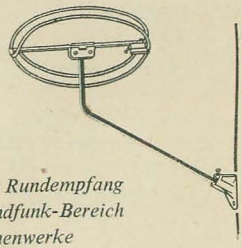


Bild 2
Ringdipol für Rundempfang im UKW-Rundfunk-Bereich (VEB Antennenwerke Bad Blankenburg)

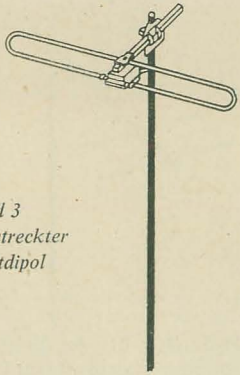


Bild 3
Gestreckter Faltdipol

zentrierte sich die Entwicklungsarbeit, als deren Ergebnis wir nun über ein elektrisch, mechanisch und technologisch ausgereiftes Sortiment von Yagi-Antennen verfügen.

Der Rundfunkempfang im UKW-Bereich (87,5 bis 100 MHz) erfordert heute im allgemeinen keinen großen Antennenaufwand mehr. Die Flächenversorgung mit mehreren Rundfunkprogrammen ist bereits so weit ausgebaut, daß vielfach schon mit Gehäusedipolen und Zimmerantennen ein ausreichender Empfang erzielt werden kann. Die Antennenindustrie bemüht sich dabei, die Zimmerantennen durch ansprechende Form- und Materialgestaltung den modernen Wohnräumen harmonisch anzupassen (Bild 1).

Etwas höhere Ansprüche erfüllen Außendipole, die für einen reinen Rundempfang vorwiegend als gefaltete Ringdipole (Bild 2) mit einem mittleren Gewinn von —3 dB (0,7fach), seltener in der Form von Kreuzdipolen (mittlerer Gewinn —1,5 dB = 0,85fach) gefertigt werden. Stark verbreitet ist der einfache Faltdipol, der bereits Richtcharakteristik aufweist (Bild 3).

Scharfbündelnde Empfangsantennen mit hohem Spannungsgewinn werden vorwiegend in sogenannten Verwirrungsgebieten benötigt. Das sind meist Empfangsorte im Bergland, wo die Strahlung des gewünschten Senders wegen des Auftretens von mehrfachen Reflexionen aus verschiedenen Richtungen eintrifft. Dadurch entstehen Laufzeitunterschiede, als deren Folge die empfangene Modulation oft stark verzerrt wird. Allerdings sind beim UKW-Rundfunk die Verzerrungen durch Laufzeitunterschiede erst dann merkbar, wenn der Umweg der störenden reflektierten Welle gegenüber der Nutzwelle mehr als 10 km beträgt. Abhilfe können hier richtscharfe Yagi-Antennen bringen, die auf die direkte Welle oder die günstigste Reflexionsfläche ausgerichtet werden.

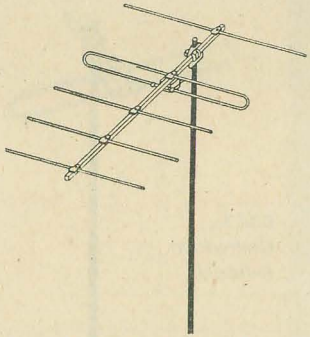


Bild 4 Yagi-Antenne, 5 Elemente. Mittlerer Gewinn im Bereich 87,5 bis 100 MHz 7 dB, Rückdämpfung 14 dB (VEB Antennenwerke Bad Blankenburg)

Dadurch wird der Empfang störender Reflexionen unterdrückt. Da Halbwellenelemente im UKW-Rundfunkbereich bereits eine Länge von rund 150 cm haben, werden Richtantennen für diese Frequenzen zu ziemlich umfangreichen Gebilden. Die Industrie beschränkt sich deshalb im allgemeinen darauf, UKW-Yagis bis zu 5 Elementen zu fertigen (Bild 4). Für Sonderfälle können passende Aufstockleitungen geliefert werden, die ein Zusammenschalten von mehreren Einzelsystemen ermöglichen.
Wesentlich höhere Antennenspannungen als beim UKW-Rundfunkempfang sind beim Fernsehempfang nötig. Um in den Fernsehbändern I und III ein völlig einwandfreies und rauschfreies Bild zu erhalten, verlangt ein modernes Fernsehgerät eine Nutzsignalspannung von etwa 200 bis 500 µV an 240 Ohm Eingangswiderstand. Als Minimum der Empfangsspannung kann man 100 µV annehmen; die Bildwiedergabe wird dann aber den heutigen Qualitätsansprüchen kaum noch gerecht. In den Fernsehbereichen IV und V erhöhen sich diese Forderungen um den Faktor 1,5 (750 bzw. 150 µV). Bei zu geringer Eingangsspannung

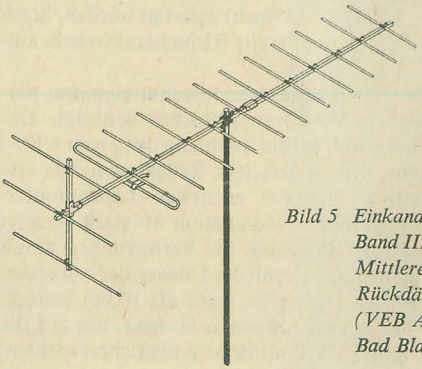


Bild 5 Einkanal-Hochleistungs-Antenne Band III, 14 Elemente, Mittlerer Gewinn 12,5 dB, Rückdämpfung etwa 20 dB (VEB Antennenwerke Bad Blankenburg)

kann die Bildqualität durch Heraufsetzen der Empfängerverstärkung nicht verbessert werden, denn mit der Nutzspannung verstärkt sich auch die Rauschspannung. Am Rauschabstand (Verhältnis Nutzspannung zu Rauschspannung), auf den es ja ankommt, ändert sich dabei nichts. Dagegen kann durch den Einsatz einer Antenne mit hohem Spannungsgewinn dem Empfänger eine größere Eingangsspannung zugeführt werden, ohne daß sich die Rauschspannung erhöht, die vorwiegend im Empfängereingang entsteht. Der Rauschabstand wird somit vergrößert.

Besonders unangenehm sind die Beeinträchtigungen des Fernsehbildes, die durch den unerwünschten Empfang von Reflexionen entstehen. Je nach dem Abstand der rückstrahlenden Flächen verursachen die neben dem Nutzsignal aufgenommenen Reflexionen entweder eine Unschärfe der Bildkonturen (Entfernung der Reflexionsflächen von der Empfangsantenne kleiner als 30 m), oder es erscheinen bei größerer Entfernung der Reflexionsflächen ausgesprochene Doppelbilder („Geisterbilder"). Auch diese Störungen können durch Maßnahmen am Empfänger selbst nicht beseitigt werden. Dagegen gelingt es fast immer, durch eine Antenne mit besonders scharfer und nebenkeulenfreier Bündelung bei sorgfältiger Auswahl des günstigsten Antennenstandortes diese Störungen zu unterbinden.

Zu Zeiten von Überreichweitenempfang können Gleichkanalstörungen auftreten, die durch den zusätzlichen Empfang eines zweiten Senders im gleichen Kanal hervorgerufen werden. Stark einfallende Fernsehsender eines Nachbarkanales verursachen die sogenannten Nachbarkanalstörungen. Eine Vielzahl von örtlichen Störstrahlungen entstehen durch HF-Heil- und -Wärmegeräte, unvorschriftsmäßige Oszillatoren in benachbarten UKW- und Fernsehempfängern, nicht ausreichend entstörte Ottomotoren und nicht entstörte oder defekte Elektrogeräte sowie durch Installationseinrichtungen. Alle Störstrahlungen werden bereits bei einem Störstrahlungsabstand von 40 dB (Verhältnis der Nutzspannung zur Störspannung = 100:1) auf dem Bildschirm sichtbar. Sie erscheinen im allgemeinen als mehr oder weniger kräftige Streifen-, Balken- oder Musterbildung (Moiré). Haben die Störspannungen erst einmal den Empfängereingang erreicht, so gibt es im Empfänger selbst keine Möglichkeit mehr, sie zu unterdrücken. Nur eine zweckmäßig ausgewählte und günstig aufgestellte Fernsehantenne ist in der Lage, das gewünschte Fernsehsignal richtungsselektiv herauszufiltern und dabei den Empfang von Störspannungen, die nicht aus der Richtung des Nutzsignales kommen, wirksam zu unterdrücken. Es ist daraus zu ersehen, daß gerade beim Fernsehempfang einer guten Antenne vorrangige Bedeutung zukommt.

Betrachtet man die entsprechende Entwicklung der letzten Jahre, so erkennt man im Sektor der UKW- und Fernseh-Empfangsantennen

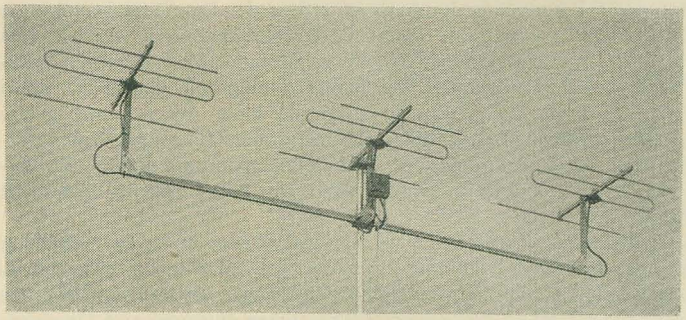


Bild 6 Die Troika-Antenne, eine Bauform mit besonders reiner Charakteristik (Hirschmann)

viele echte Fortschritte in elektrischer und in mechanischer Hinsicht. Alle namhaften Hersteller liefern ihre Antennen mit dem normierten Fußpunktwiderstand von 240 Ohm (wobei das gespeiste Element fast immer durch einen Schleifendipol dargestellt wird). Die meisten Einebenen-Yagis besitzen eine Halterung, die es erlaubt, die horizontal polarisierte Antenne bis zu etwa 30° vertikal zu schwenken. Besondere Aufmerksamkeit widmen alle Herstellerbetriebe dem Oberflächenschutz der Antennenelemente und den Befestigungsarmaturen. Die aus Leichtmetall bestehenden Teile sind häufig eloxiert oder durch ähnliche Verfahren korrosionsbeständig gemacht. Antennensysteme werden durch starke Windbewegung leicht zu mechanischen Eigenschwingungen angeregt. Es entstehen dabei mehr oder weniger starke Heulgeräusche; in extremen Fällen besteht Bruchgefahr. Diese Schwingungsvorgänge wurden untersucht, und geeignete konstruktive Maßnahmen verhindern das Auftreten der erwähnten Erscheinungen.

Um die Montage der Antennen noch mehr zu erleichtern, wurden vormontierte Klappantennen auf den Markt gebracht. Die Elemente sind unverwechselbar und brauchen nur ausgeklappt und in dieser Stellung fixiert zu werden. Dadurch kann jeder Laie die Antenne in kürzester Zeit richtig zusammensetzen. Daneben wird beim Versand solcher Klappantennen Verpackungsmaterial und Transportraum eingespart.

Ausgesprochene Einkanal-Antennen für den Fernsehbereich III werden vorwiegend in der Form einer Einebenen-Langyagi mit 10 bis 15 Elementen hergestellt. Sie sind als Hochleistungsantennen auf höchstmöglichen Antennengewinn gezüchtet und haben eine gute Rückdämpfung bei schmalem horizontalem Öffnungswinkel um 40°. Es ist dabei auch gelungen, trotz Einebenenausführung den vertikalen Öffnungswinkel

auf etwa 45° herabzudrücken. Bild 5 zeigt eine solche 14-Element-Hochleistungsantenne des VEB Antennenwerke Bad Blankenburg für Band III.

Aus Gründen der Rationalisierung und einer vereinfachten Lagerhaltung werden von einigen Firmen Kanalgruppen-Antennen hergestellt. Es handelt sich dabei ebenfalls um Einkanal-Antennen, die jeweils für eine Gruppe von drei nebeneinanderliegenden Kanälen des Bandes III geliefert werden. Die Elemente sind mit Knickenden oder mit Biegeenden versehen. Im Lieferzustand ist die Antenne für den tiefsten Kanal der angegebenen Kanalgruppe resonant (z. B. Kanal 5). Der nächstfolgende Kanal (Kanal 6) kann durch einseitiges Abknicken bzw. Abbiegen der Elementenden abgestimmt werden. Knickt bzw. biegt man alle Elemente beidseitig ab, so ist die Antenne im nächstfolgenden Kanal (Kanal 7) resonant. Während die Knickenden abgebrochen werden, lassen sich die Biegeenden wieder in ihre alte Lage zurückbringen, so daß man die Antenne im Bedarfsfalle später wieder für einen anderen Kanal innerhalb der Kanalgruppe verwenden kann.

Beim Auftreten starker Reflexionen am Empfangsort ist es manchmal erforderlich, den horizontalen Öffnungswinkel der Empfangsantenne extrem schmal zu wählen. Zu diesem Zweck setzt man zwei Einebenen-Yagis in geeignetem Abstand waagerecht nebeneinander (Zwillingsantenne). Soll der unerwünschte Empfang des örtlichen Störspektrums vermindert werden, so montiert man zwei Einebenen-Yagis vertikal übereinander (Zwei-Etagen-Antenne). Dadurch wird der vertikale Öff-

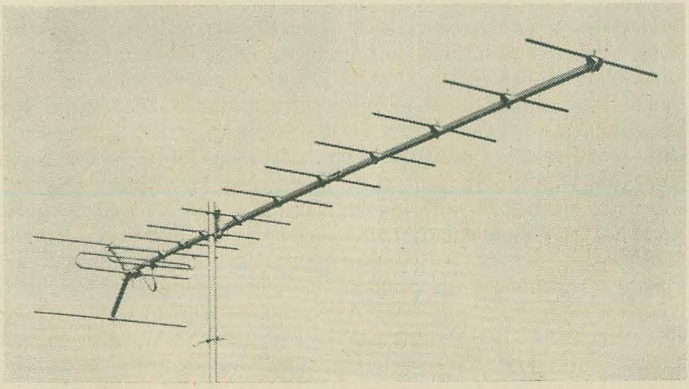


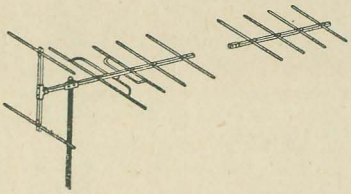
Bild 7 Breitband-Antenne Band III, 14 Elemente mit 2 gekoppelten Faltdipolen. Mittlerer Gewinn 11,0 dB, Rückdämpfung etwa 27 dB (fubabild)

nungswinkel verkleinert, und der Gewinn steigt um 2 bis 3 dB. Geeignete Verbindungsleitungen bzw. Anpassungsglieder zum Zusammenschalten von zwei Antennenebenen werden ebenfalls von den Herstellerbetrieben geliefert.

Eine sehr interessante Antenne mit hervorragenden Sondereigenschaften ist die „Troika" (Hirschmann). Hier sind drei einfache 3-Element-Yagis in einer waagerechten Ebene mit einem gegenseitigen Abstand von $0{,}75\lambda$ zusammengefaßt (Bild 6). Die Besonderheit dieser Antenne besteht in der sogenannten abgestuften Speisung. Dabei sind die beiden äußeren Yagis miteinander in Reihe geschaltet und liegen als Reihenschaltung dem mittleren System parallel. Durch diese abgestufte Speisung ist der Gewinn der Gesamtanordnung mit 8,5 dB verhältnismäßig gering. Dafür erreicht man aber eine geradezu ideale Richtcharakteristik mit dem extrem schmalen horizontalen Öffnungswinkel von nur 24°. Die Rückdämpfung ist mit 32 dB überdurchschnittlich groß. Irgendwelche Nebenzipfel im Richtdiagramm der „Troika" sind praktisch nicht vorhanden. Diese Bauform eignet sich deshalb ganz besonders in Gebieten, wo starke Mehrfachreflexionen auftreten.

Schon frühzeitig bestand der Wunsch nach einer leistungsfähigen Breitband-Antenne mit möglichst gleichbleibend günstigen Daten für alle Kanäle des Fernsehbereiches III. Die Vorzüge einer solchen Antenne sind offensichtlich: Rationalisierung der Fertigung und Lagerhaltung durch große Stückzahlen eines einzigen Types; Zukunftssicherheit durch die Empfangsmöglichkeit in allen Kanälen. Die Entwicklung war vor eine schwierige Aufgabe gestellt. Es stand fest, daß die Breitbandigkeit nur durch einen Verlust an Antennengewinn und durch Kompromisse hinsichtlich der Richtcharakteristik erkauft werden konnte. Die Reflektorlänge war so groß zu bemessen, daß auch für die niedrigste zu empfangende Frequenz noch keine Umkehrung zur Direktorwirkung stattfand. Umgekehrt mußten die Direktoren so kurz sein, daß sie bei der höchsten Empfangsfrequenz nicht schon zu Reflektoren wurden. Die langwierigen Entwicklungsarbeiten brachten ein günstiges Ergebnis. Entscheidend dafür war besonders der Einsatz von zwei miteinander verkoppelten, gespeisten Dipolen innerhalb einer Yagi-Ebene. Der längere Dipol ist dabei für die tieferen, der kürzere für die höheren Frequenzen des Bereiches III dimensioniert. Durch den Abstand der beiden Dipole voneinander und die entsprechend ausgelegte Phasenleitung treten Phasenverschiebungen des empfangenen Signales auf. Diese bewirken – je nach Einfallsrichtung – eine Auslöschung (Reflektorwirkung) oder eine Anhebung (Direktorwirkung) des Signales. Die Verhältnisse sind sehr kompliziert; jedoch erreicht man durch diese Kunstgriffe, daß der Gewinn über alle Kanäle nur maximal um etwa 1 dB schwankt und auch die Rückdämpfung im ungünstigsten Falle noch rund 17 dB beträgt. Bild 7 zeigt eine solche Breitband-Antenne von „fuba" mit zwei

Bild 8 *Breitband-Antenne Band III, 10 Elemente mit 2 über T-Glieder gekoppelten gestreckten Dipolen. Mittlerer Gewinn 7,5 dB, Rückdämpfung etwa 17 dB (VEB Antennenwerke Bad Blankenburg)*



Faltdipolen; Bild 8 stellt eine 10-Element-Breitband-Antenne des VEB Antennenwerke Bad Blankenburg dar, die mit gestreckten Dipolen und T-Gliedern arbeitet. Bei dieser Antenne ist auch noch das Baukastenprinzip erwähnenswert. Der Grundbaustein besteht aus den beiden gespeisten Dipolen, dem Doppelreflektor und zwei Direktoren. Der mittlere Gewinn dieses Grundbausteines beträgt 5 dB bei einer Rückdämpfung von rund 14 dB. Der Öffnungswinkel wird horizontal mit 64°, vertikal mit 100° angegeben. Durch einen 4-Element-Direktor-Zusatzbaustein kann die Antenne auf insgesamt 10 Elemente erweitert werden. Dabei steigt der mittlere Gewinn auf 7,5 dB und die Rückdämpfung auf 17 dB. Gleichzeitig wird der Öffnungswinkel horizontal auf 52°, vertikal auf 85° eingeengt.

Bei den Empfangsantennen für das Fernsehband I verzichtet man auf Breitbandkonstruktionen, da hier die Senderdichte gering ist. Durch die recht umfangreichen Abmessungen der Band-I-Antennen sind die Möglichkeiten der Leistungserhöhung durch Hinzufügen weiterer Elemente ohnehin sehr begrenzt. Deshalb werden Bereich-I-Antennen immer auf höchstmöglichen Gewinn bei bester Rückdämpfung gezüchtet. Das ist aber nur mit einer Einkanal-Antenne möglich.

In günstiger Empfangslage kann jedoch der Antennenaufwand im Bereich I oft vermindert werden. Für sendernahe Fernsehteilnehmer wurden deshalb geometrisch verkürzte Band-I-Antennen geschaffen. Die Verkürzung bewirkt natürlich einen Verlust an Antennenspannung. Bei Mehrelement-Antennen wird jedoch die Richtcharakteristik gegenüber einer Yagi voller Länge nur unwesentlich verändert. Man kann daher auch mit verkürzten Antennen Reflexionen ausblenden, sofern genügend Nutzfeldstärke vorhanden ist. Verkürzte Band-I-Antennen sind manchmal mit einer umschaltbaren Anpassungsspule versehen („fuba"), mit der die Antenne wahlweise für den Empfang der Kanäle 2, 3 oder 4 umgeschaltet werden kann.

Recht interessante Antennenentwicklungen hat die Einführung des Fernsehens in den UHF-Bereichen IV und V hervorgebracht. Die Yagi-Antenne überwiegt auch hier, denn einerseits können die Entwicklungserfolge mit dieser Bauform aus dem Bereich III auch auf den

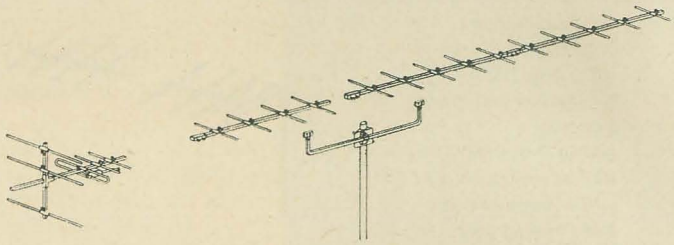


Bild 9 Breitband-Langyagi-Antenne Band IV (bzw. Band V), 20 Elemente, Bausteinsystem. Gewinn im Bereich IV: 13 bis 16 dB, Rückdämpfung 19 bis 35 dB (VEB Antennenwerke Bad Blankenburg)

UHF-Bereich übertragen werden. Andererseits scheint nach den gegenwärtigen Erkenntnissen die Yagi-Antenne noch immer der wirtschaftlichste Richtstrahler zu sein.

Mit Innenantennen und Behelfsausführungen kann beim UHF-Fernsehen nur sehr selten ein guter Empfang erwartet werden. Da die Antennenelemente im Bereich IV/V nur etwa $^1/_3$ der Länge von Band-III-Elementen haben, beträgt auch die Spannungsaufnahme nur etwa den dritten Teil. Das bedeutet, eine Band-IV-Antenne ist einer gleichartigen Band-III-Antenne gegenüber um rund 9 dB im Nachteil. Dieses Mißverhältnis wird teilweise dadurch ausgeglichen, daß die meisten Band-IV-Sender mit sehr großen Strahlungsleistungen arbeiten. Da aber außerdem im UHF-Bereich bereits durch kleine Hindernisse starke Reflexionen hervorgerufen werden, ist es fast immer erforderlich, scharfbündelnde Hochleistungsantennen zu verwenden. Oft handelt es sich dabei um verkleinerte Nachbildungen bewährter Band-III-Antennen, die ohne besondere Kunstgriffe im UHF-Bereich bereits eine natürliche Bandbreite von 5 bis 10 Kanälen aufweisen (siehe auch S. 74, Beitrag Streng: UHF-Fernsehen).

Eine universell verwendbare Breitband-Yagi-Antenne für Band IV bzw. Band V entwickelte der VEB Antennenwerke Bad Blankenburg (Bild 9). Dieser Antennentyp beruht auf dem Bausteinsystem und kann somit vielen Forderungen gerecht werden. Der Grundbaustein besteht aus einem Schleifendipol mit zwei Direktoren und einem Dreifach-Reflektor. Ein Direktorzusatz mit 4 Elementen erweitert die Antenne zu einem 10-Element-Strahler. Den letzten Baustein bildet ein weiterer Direktorvorsatz von 10 Elementen, mit dem man die Antenne zu einer 20-Element-Lang-Yagi ausbauen kann. Die Antenne wird entweder für Kanal 21 bis 39 (Band IV mit Überlappung) oder Kanal 35 bis 60 (Band V) geliefert. Die elektrischen Kenndaten schwanken über die Bandbreite ziemlich stark; die maximale Fehlanpassung wird mit dem Faktor 2,5

angegeben. Dies ist ein Zeichen dafür, daß zugunsten der Breitbandigkeit größere Kompromisse bezüglich der übrigen Kenndaten eingegangen wurden.

Eine sehr interessante Neuheit entwickelte die Firma „fuba". Es handelt sich um eine Breitband-Antenne mit 53 Elementen, deren Bandbreite von 470 MHz bis 790 MHz reicht (Bild 10). Innerhalb dieses Bereiches schwankt der Gewinn nur um durchschnittlich 3 dB, d.h. zwischen 11 und 14 dB. Das Neue an dieser Antenne besteht darin, daß zwei parasitäre Ebenen mit je 14 Direktoren in geringem Abstand (0,14 λ) ober- und unterhalb der gespeisten Ebene angeordnet sind. Die gegenseitige Verkopplung wird dadurch sehr stark und reicht aus, die nichtgespeisten Ebenen zu erregen. Aus dem Hinzufügen der beiden strahlungsgekoppelten Direktorzusätze resultiert ein Anstieg des Gewinnes um durchschnittlich 2 dB und eine merkbare Verkleinerung des horizontalen und des vertikalen Öffnungswinkels.

Auch die in jüngster Zeit oft erwähnte „Backfire-Antenne" wird bereits als UHF-Fernsehantenne auf den Markt gebracht. Setzt man eine etwa der Ausdehnung der virtuellen Apertur entsprechende ebene Reflektorfläche vor den ersten Direktor einer Yagi-Antenne, so wird die durch-

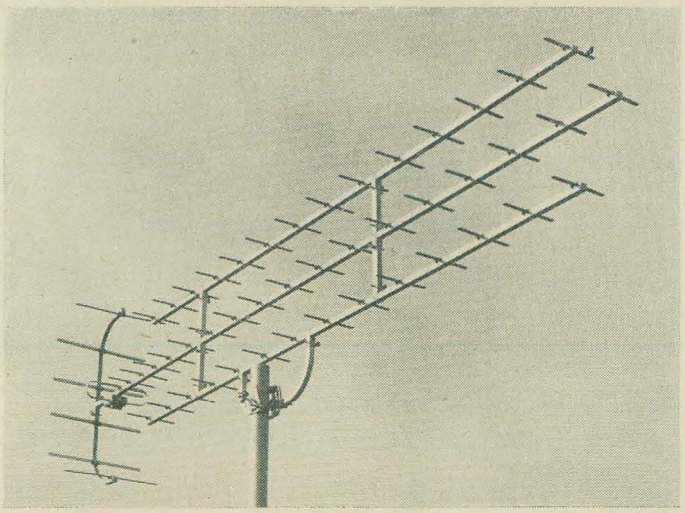


Bild 10 Breitband-Mehrbereichs-Antenne Band IV und V, 53 Elemente, 3 Ebenen. Gewinn über die Kanäle 21 bis 60 gemittelt 13,5 dB, Rückdämpfung 25,5 dB (fubabild)

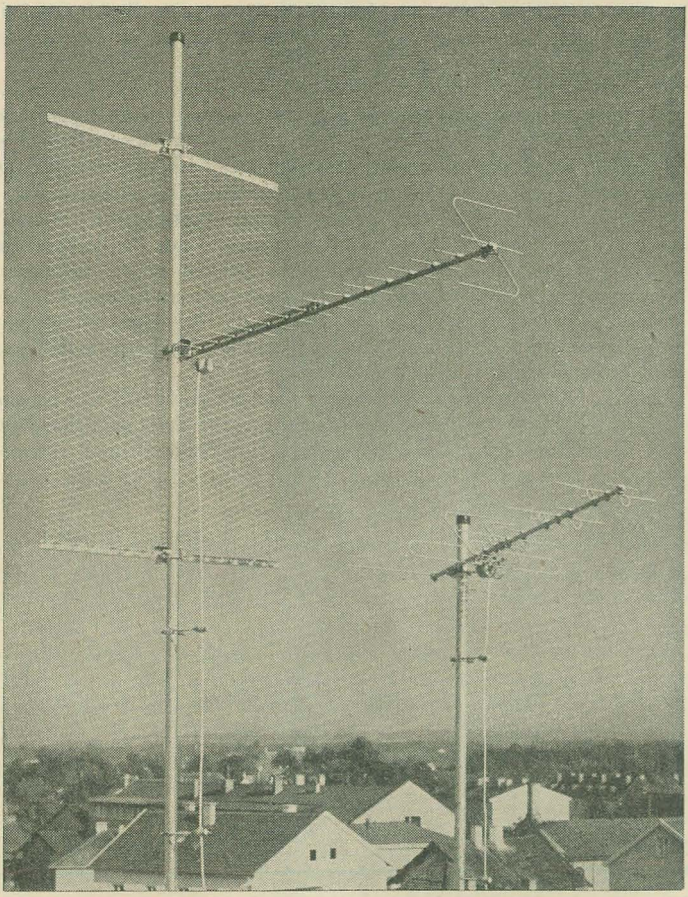


Bild 11 Backfire-Antenne, 17 Elemente und Reflektorwand, Gewinn im Bereich IV: 14,5 dB, Rückdämpfung 15 dB (Kathrein)

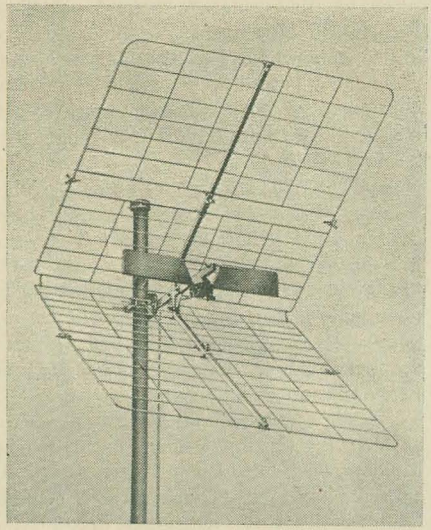


Bild 12
Breitband-Winkelreflektor-Antenne, Typ Fesa Corner 3 (470 bis 790 MHz), Gewinn zwischen 10 und 12,5 dB, Rückdämpfung 25 bis 28 dB (Hirschmann)

laufende Welle noch einmal reflektiert und durchläuft ein zweites Mal die Antennenstruktur. Die wirksame Länge der Yagistruktur beträgt somit das Doppelte ihrer geometrischen Länge. Theoretisch steigt dadurch der Gewinn um 3 dB. Experimentell wurden jedoch durch ausreichend groß bemessene Oberflächenwellenreflektoren nach dem Backfire-Prinzip Gewinnanstiege um 5 bis 6 dB erzielt. Bild 11 zeigt eine Backfire-Antenne der Firma Kathrein, die mit einem Gewinn von 14,5 dB angegeben wird.

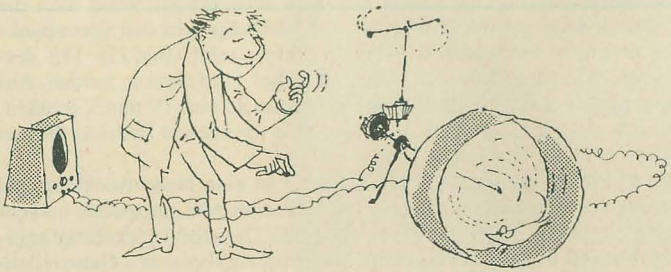
Wegen des unkomplizierten Aufbaues, verbunden mit einer sehr großen Bandbreite, finden im UHF-Bereich neben den Yagi-Formen auch Breitbanddipole vor Reflektorwänden Beachtung. Diese eignen sich gut für den Selbstbau. Der Antennengewinn wird erhöht, wenn man die Reflektorwand abwinkelt und den Empfangsdipol in den Brennpunkt des nunmehr entstandenen Winkelreflektors setzt (Bild 12). Mit derartigen Winkelreflektor-Antennen einfacher Ausführung werden Antennengewinne um 10 dB über den gesamten Bereich IV und V erreicht. Auch gestockte Ganzwellen-Flächendipole vor ebenen Reflektorflächen liefern ähnliche Ergebnisse.

Die in Bild 12 dargestellte Fesa Corner 3 ist eine Neuentwicklung, bei der über den Bereich von 470 bis 790 MHz eine gute Anpassung und ein fast gleichmäßig hoher Gewinn erreicht wird. Der großflächige Empfangsdipol besitzt in der unteren Hälfte des Empfangsbereiches Ganzwellen-

resonanz. In geringem Abstand vor diesem Breitbanddipol ist ein Koppelstab angebracht, der nahe der oberen Bereichsgrenze Halbwellenresonanz hat. Diese beachtliche Neuerung zeichnet sich außerdem durch eine besonders gute Rückdämpfung (25 bis 28 dB) aus. Der Gewinn steigt von 10 dB am Bereichsanfang (Kan. 21) bis auf 12,5 dB im Kanal 55 an und fällt dann bis zum Bereichsende (Kan. 60) wieder auf 11,5 dB ab.

Neuere Untersuchungen haben gezeigt, daß Flächenantennen den langen Yagis oft überlegen sind, selbst wenn letztere einen größeren Antennengewinn aufweisen. Dies ist darauf zurückzuführen, daß an manchen Empfangsorten Feldverzerrungen auftreten. Dabei können die einzelnen Spannungen, die von den Direktoren der langen Yagi-Antenne aufgenommen werden, gegeneinander in der Phase verschoben sein. Die Summenspannung bleibt dann immer unter dem möglichen Höchstwert des gleichmäßigen Feldes. Bei Flächenantennen dagegen wirken sich Feldverzerrungen kaum nachteilig aus.

Es ist heute durchaus noch nicht zu übersehen, ob die Yagi-Antenne auch in Zukunft ihre dominierende Stellung als UHF-Fernsehantenne behalten wird. Die kleinen geometrischen Abmessungen der Antennenelemente im UHF-Bereich fordern geradezu heraus, neue und noch leistungsfähigere Formen zu entwickeln.



M. v. ARDENNE

Tabellen zur angewandten Physik

Umgearbeitete und stark erweiterte 2. Auflage des Werkes „Tabellen der Elektronenphysik, Ionenphysik und Übermikroskopie"

Band I Elektronenphysik – Übermikroskopie – Ionenphysik · XXIV/758 Seiten, zahlreiche Abbildungen, L 5, Kunstleder, MDN 140,–

Band II Physik und Technik des Vakuums, Plasmaphysik XX/815 Seiten, zahlreiche Abbildungen, L 5, Kunstleder, etwa MDN 195,–

H. ADLER

Elektronische Analogrechner

Mathematik für Naturwissenschaft und Technik, Bd. 8
1962, VIII/272 Seiten, 233 Abbildungen, 6 Tabellen, L 6 N, Kunstleder, MDN 39,–

K.-H. BACHMANN

Programmierung für Digitalrechner

Mathematik für Naturwissenschaft und Technik, Bd. 7
1962, VII/162 Seiten, 20 Abbildungen, L 6 N, Kunstleder, MDN 22,80

L. BERG

Einführung in die Operatorenrechnung

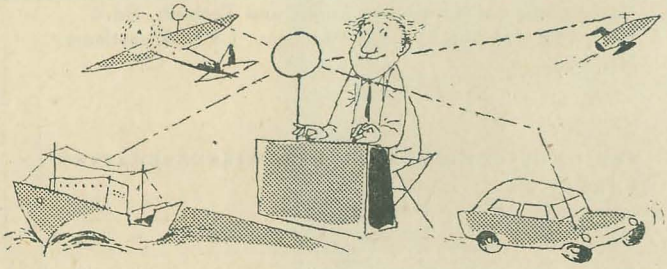
Mathematik für Naturwissenschaft und Technik, Bd. 6
1962, VIII/243 Seiten, 35 Abbildungen, L 6 N, Kunstleder, MDN 25,80

VEB DEUTSCHER VERLAG DER WISSENSCHAFTEN
BERLIN W 8

Eine vielseitige Modell-Fernsteuerung nach dem Proportionalsystem

Hagen Jakubaschk

Die mechanische Konstruktion und Ausführung einer Modell-Fernsteuerung bereitet dem Modellbauer erfahrungsgemäß keine besonderen Schwierigkeiten. Anders sieht es dagegen oft mit der elektronischen Seite aus. Es ist für den Modellbauer und Fernsteuer-Amateur nicht immer leicht, eine Lösung zu finden, die mit vertretbarem Aufwand ausreichende Steuerungsmöglichkeiten bietet. Häufig werden dann vom Amateur – der ja in den seltensten Fällen gleichzeitig auch auf elektronischem Gebiet versiert ist – für mechanisch gut durchkonstruierte Modelle elektronisch ungünstige Steuerungsverfahren angewendet (zumal die meisten der veröffentlichten Steuerungsverfahren entweder nur die Übertragung von einem oder wenigen Ein/Aus-Kommandos ohne Zwischenwerte gestatten oder aber elektrisch sehr aufwendige Steuersignalgeber und Kommandoempfänger notwendig sind). Auch bereitet die Beschaffung von Spezialteilen, wie Zungenfrequenzrelais, oder der Abgleich von selektiven Tonfiltern bei Mehrkanalanlagen dem Amateur häufig unüberwindlich scheinende Schwierigkeiten. Einfache Ein/Aus-Kommandoverfahren genügen allerdings nur sehr geringen Ansprüchen; ein einwandfreies Manövrieren ist beispielsweise mit einem Fahrmodell kaum möglich, wenn nur die Kommandos „Motor ein", „Motor aus" für den Fahrmotor bzw. nur die Kommandos rechts-Mitte-links für die Lenkung verfügbar sind.



Dieser Beitrag befaßt sich deshalb mit der Schaltungsbeschreibung einer in ihren Grundzügen einfachen, aber vielseitig verwendbaren und ausbaufähigen Modellfernsteuerung. Die Geräte sind volltransistorisiert; es werden nur normale Rundfunkbauteile benötigt, so daß der Aufbau jedem Bastler möglich ist, der mit den Grundzügen der Transistortechnik und dem Aufbau derartiger einfacher Schaltungen vertraut ist. Auf die mechanische Gestaltung wird nicht näher eingegangen, denn im Gegensatz zu vielen anderen Modellsteuerungen hat der Amateur hierbei völlig freie Hand. Behandelt wird nur das Steuerungsverfahren selbst, nicht aber die Übertragung. Vorgesehen ist die Verwendung für ein Fahrmodell (Fernlenkauto) oder auch ein Schiffsmodell, jedoch kann man die Steuerung sinngemäß auch für Flugmodelle benutzen. Die Übertragung der Steuersignale geschieht entweder über Leitung zum Modell (z.B. Auto mit Nachschleppkabel) oder auch drahtlos über einen kleinen Fernsteuersender. Es werden beide Varianten gezeigt, allerdings ohne näheres Eingehen auf Sender und Empfänger, denn es kann für diesen Zweck grundsätzlich jeder Fernsteuersender und -empfänger beliebiger Bauart verwendet werden, der die Übertragung von Tonimpulsen gestattet. Geeignete Bauanleitungen sind in der funktechnischen Literatur zahlreich, so daß hier darauf verzichtet werden kann.

Prinzip der Proportionalsteuerung

Bild 1 verdeutlicht das Prinzip. Es handelt sich um ein Impuls-Proportionalsteuerungsverfahren, dessen Grundgedanke übrigens auf die bei einigen Fernlenkwaffen des zweiten Weltkrieges verwendete „Flattersteuerung" zurückgeht (Rakete X7). Verlangt wird, den Motor M (Bild 1) vom Stillstand aus kontinuierlich in beiden Drehrichtungen bis zur vollen Drehzahl anfahren zu können, wobei auch Zwischenwerte (geringe oder mäßig schnelle Drehzahlen) fein regulierbar sein sollen. Motor M ist im Modell ein Gleichstrom-Permanentmotor üblicher Art, dessen Drehrichtung durch Umpolen der Stromrichtung geändert wird. Vorhanden sind 2 Batterien, B 1 und B 2. Der Umschaltkontakt K „flattert" ständig zwischen beiden Stellungen, d.h., er schaltet etwa 10- bis 20mal je Sekunde um; entsprechend oft wechselt die Polarität der an M liegenden Batteriespannung (vergleiche Polung von B1 und

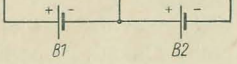


Bild 1 Prinzipschaltung einer Umpol- oder „Flatter"-Steuerung

B2!). Kennzeichnend für das Verfahren ist, daß am Motor ständig die volle Batteriespannung anliegt (die Spannung von B1 und B 2 ist gleich). Der Motor hat nun das Bestreben, abwechselnd im Rechts- und Linkslauf zu drehen. Da er den schnellen Stromwechseln jedoch wegen der Trägheit des Ankers und der Antriebsteile nicht folgen kann, bleibt der Anker in Ruhestellung – der Motor steht. Dies gilt jedoch nur unter der Voraussetzung, daß die Kontaktzeiten für beide Kontaktstellungen genau gleich lang sind, d.h., daß K ebenso lange in Rechtslage wie in Linkslage verharrt. Sorgt man nun dafür, daß K jedesmal in Rechtsstellung etwas länger, dafür links etwas kürzer Kontakt gibt, so wird Batterie B 2 jeweils etwas länger an den Motor geschaltet als B1. Die von ihr ausgeübte Antriebswirkung überwiegt daher gegenüber der von B1 – der Motoranker beginnt, sich in der durch B 2 bestimmten Richtung zu drehen, und zwar um so schneller und kräftiger, je unterschiedlicher die Kontaktschlußzeiten für beide Kontaktlagen von K sind. Der umgekehrte Fall tritt ein, wenn K in Linkslage länger verweilt als in Rechtslage.

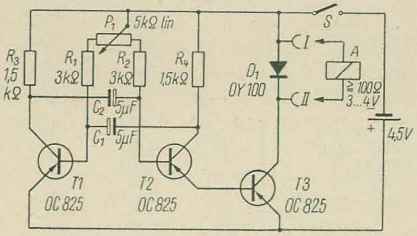
Je nachdem, welcher der beiden gegenläufigen Stromimpulse zeitlich überwiegt, wird die Drehrichtung bestimmt. Die Größe des Zeitunterschiedes bestimmt die Drehgeschwindigkeit. Sind beide Impulse gleich, so steht der Motor. Praktisch wird durch die ständig im Rhythmus des „flatternden" K-Kontaktes umgepolte volle Spannung auch im Stillstand ein „Rütteln" des Ankers und Antriebsgetriebes bewirkt, das in willkommener Weise die Achslagerreibung weitgehend aufhebt. Das ermöglicht ein Manövrieren des Modells mit sehr geringen Drehgeschwindigkeiten, damit also eine sehr feine und weit unterteilte Geschwindigkeitsvariation... Während bei üblichen Steuerungen mit Regelung der Motorstromstärke ein Schrittfahren nur sehr schwer erreicht wird, weil der Motor zum Überwinden der Stillstandsreibungen einen gewissen Mindeststrom braucht, ist das in diesem Falle mühelos möglich. Motoren mit Maximaldrehzahlen um 3000 U/min können bereits ab etwa 20 U/min sicher angefahren werden. da das „Rütteln" des Ankers die Lagerreibung weitgehend beseitigt.

Die Impulserzeugung

Es kommt also darauf an, eine konstante Impulsfolge von etwa 20 Hz zu erzeugen, die den Kontakt K periodisch umschaltet. Das Impulslängenverhältnis dieser Impulsfrequenz muß dann regelbar sein und stellt die Kommandogröße dar. Kontakt K ist in der Praxis ein Relaiskontakt.

Bild 2 zeigt die unmittelbar zum Nachbau geeignete Schaltung eines erprobten Impuls-Proportionalsteuergebers, der diese Impulsfolge erzeugt.

Bild 2
Schaltbild eines Kommandogebers für Proportional-Impuls-Steuerungen



Die Schaltung stellt einen Multivibrator dar, dessen Transistoren T1 und T 2 sich gegenseitig ein- und ausschalten. Transistor T 2 steuert mit seinem Emitterstrom den Schalttransistor T 3, in dessen Kollektorstromkreis das im Modell befindliche „Flatterrelais" A liegt. Es ist über die Leitungen I und II (Schleppkabel des Fahrmodells zum Beispiel) angeschlossen und würde lt. Prinzipbild 1 den Kontakt K betätigen. Der Steuergeber wird aus einer 4,5-V-Taschenlampenbatterie versorgt, sein Stromverbrauch ist sehr gering (etwa 5 mA zuzüglich Relaisstrom). Diode D1 schützt Transistor T 3 gegen Beschädigungen durch die Relaisspulen-Abschaltspannung (richtige Polung beachten!)

Als Relais kann man jede Kleinausführung für 3 bis 4 V mit wenigstens 100 Ohm Wicklungswiderstand verwenden. Wichtigste Bedingung für das Flatterrelais A ist ein sehr kleiner, leichter Anker, der den 20maligen Umschaltungen je Sekunde exakt folgen kann. Übliche Miniaturrelais erfüllen diese Anforderungen fast immer. Die Impulsfrequenz ist nicht sehr kritisch und kann – solange der Motor nicht zu stark rüttelt – auch niedriger als 20 Hz gewählt werden, falls Relaisschwierigkeiten auftreten sollten. Sie wird durch die Größe der Kondensatoren C1, C 2 sowie der Widerstände R1, R 2 und P1 bestimmt. Die Kondensatoren legen die Frequenz grob fest, Feinwahl ist mit den Widerständen möglich, wobei R1 und R 2 so abgeglichen werden (Werte ausprobieren), daß in Mittelstellung von P1 der Motor stillsteht (Impulslängen also 1:1). Sind Relais und Motor geeignete Ausführungen und die Transistoren einiger-

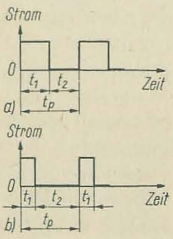


Bild 3 Zur Erläuterung des Impuls/Pause-Längenverhältnisses

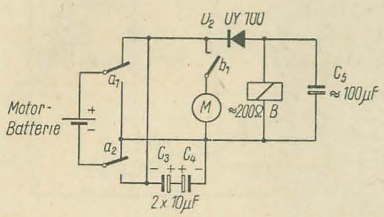


Bild 4 Zusatzschaltung im Kommandoempfänger zum Stillsetzen des Motors bei ausbleibendem Impulskommando (siehe Text); a 1, a 2 sind die Kontakte des „Flatterrelais". Relais B fällt verzögert ab und öffnet b 1, wenn die Impulsfolge ausbleibt. Während der Impulspausen bleibt B gezogen

maßen datengleich, so ergeben sich für R1 und R2 dabei gleiche Werte. Potentiometer P1 ist dann das „Steuerrad" des Modellfahrzeug-Steuergebers. Je nach Funktion des Motors im Modell bedeutet dann z.B. Mittelstellung von P1 Stillstand; Linksdrehung Rückwärtsfahrt; Rechtsdrehung Vorwärtsfahrt (bei Fahrmotoren) mit der durch den Drehwinkel von P1 bestimmten Geschwindigkeit. Entsprechend kann die Fahrtrichtung kontinuierlich geändert werden, falls der gesteuerte Motor das Modellruder betätigt. Mit Schalter S wird die Impulsfolge ganz abgeschaltet, was einen weiteren Kommandokanal ermöglicht (siehe weiter unten).

Bild 3 stellt die vom Steuergeber über Leitung I und II an das Relais A abgegebenen Stromimpulse schematisch dar. Bei 3a wird das Tastverhältnis 1:1 gezeigt (Motorstillstand); Relais-Stromflußzeit t1 (entspricht Kontakt K links in Bild 1) und Relais-stromlos-Zeit t2 (entspricht Kontaktlage K rechts in Bild 1) sind gleich lang. Beide zusammen ergeben die Periodendauer tp, die etwa $^1/_{20}$ s beträgt. Bei Verstellen von P1 (Bild 2) aus der Mittellage ergibt sich die Impulsform Bild 3b; die Stromflußzeit t1 ist jetzt kürzer, Pausenzeit t2 länger; tp bleibt jedoch konstant. Entsprechend unterschiedlich sind die Kontaktschließzeiten für K (Bild 1); der Motor dreht, und zwar um so schneller, je größer das Verhältnis t1/t2 ist. Für die entgegengesetzte Drehrichtung ergibt sich das umgekehrte Impulsbild: Nach Bild 3b wäre t1 dann länger als t2. Falls ein Oszillograf verfügbar ist, läßt sich dieses Impulsbild sowie das des nachfolgend beschriebenen Tonimpulsgebers sehr anschaulich sichtbar machen.

Zunächst sei bei Bild 4 die Umsetzung der Impulskommandos in die Motorsteuerung gezeigt. Man verfährt dabei etwas anders, als in Bild 1 prinzipiell gezeigt. Es genügt jetzt eine Motorbatterie; dagegen muß das Flatterrelais A nun 2 Umschaltkontakte a1 und a2 haben, die die Funktion von K (Bild 1) ausüben. Der Motor wird also ständig umgepolt, wobei die gegeneinandergepolten Elkos C 3 und C 4 zur Kontaktschonung beitragen und durch Verrundung der Impulsflanken eine

Herabsetzung des für das Rütteln des Motors charakteristischen Brummgeräuschs im Modell bewirken.
Was geschieht, wenn die Impulse ausfallen (etwa durch Unterbrechung der Steuerverbindung oder durch Ausschalten des Gebers mit S (Bild 2)? Relais A (Bild 2) – das sich, über das Steuerkabel I, II angeschlossen, mit im Modell (Bild 4) befindet – fällt ab, womit der Motor ständig eine Batteriepolarität bekäme und sofort in der entsprechenden Richtung auf volle Tourenzahl ginge. Das darf natürlich nicht geschehen, denn von einer einwandfreien Steuerung muß bei Kommandoausfall entweder Nullstellung der Ruderorgane oder noch besser Abschaltung des Modells gefordert werden. Dies besorgt das Hilfsrelais B, für das sich jedes der Motorspannung angepaßte Relais eignet. Über Diode D2 erhält es jeweils bei angezogenem Relaisanker a1,2 Strom, denn dann liegt der Minuspol an D2, und die Diode ist durchlässig. Bei abgefallenem A-Relais sperrt sie (in allen Schaltungen sind die Relaiskontakte in der dem stromlosen Relais entsprechenden Lage gezeichnet).
Flattert das A-Relais, so wird durch die Stromimpulse über D2 der Elko C5 aufgeladen. Er sorgt dafür, daß B auch in den Abfallzeiten von A noch für etwa $^1/_{10}$ s (für die Dauer von etwa 2 Perioden tp gemäß Bild 3b) angezogen bleibt. Diese Speicherwirkung von C5 ist abhängig vom Relaiswiderstand. Ein günstiger Widerstandswert um 200 Ohm ergibt sich für C5 bei etwa 100 µF; für andere Relaiswerte ist C5 entsprechend auszuprobieren. Bleibt A bei Kommandoausfall länger als etwa $^1/_{10}$ s abgefallen, so fällt auch B ab und schaltet mit b1 sofort den Motor ab. Damit hat man es in der Hand, durch Betätigung des Schalters S im Steuergeber (Bild 2) den Motor bzw. den gesamten Modellantrieb mit dem B-Relais abzuschalten. Bei wiederkehrender Impulsfolge zieht B sofort wieder an, schaltet mit b1 den Motor an, und die Flatterimpulse von a1, a2 werden wieder wirksam. Ein Durchgehen des Motors ist damit verhindert.
In dieser Form eignet sich die Anlage bereits für kabelgesteuerte Modelle. Auch drahtlose Steuerung ist möglich, wenn das A-Relais dem Steuergeber (Bild 2) zugeordnet wird und sein Kontakt den Sender tastet. Im Modell betätigt der zugehörige Empfänger (für den dann z. B. die für Modellsteuerung beliebte „Pendlerschaltung" benutzt werden kann) mit seinem Ausgang ein entsprechendes Flatterrelais, das die a-Kontakte gemäß Bild 4 bedient. Im übrigen vermag das Relais im Modell gleichzeitig noch Lichtsignale o. ä. zu schalten, die das Vorhandensein des Steuerkommandos anzeigen (Umschaltung Standlicht/Fernlicht im Automodell!). Damit ist neben der Übertragung des Proportionalkommandos faktisch ein zweites Ein/Aus-Kommando übertragbar.

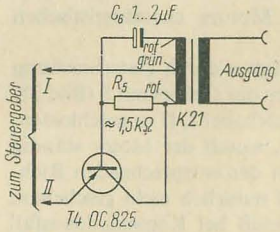


Bild 5
Einfacher Tongenerator zur Erzeugung von tonfrequenten Steuerimpulsen für drahtlose A1- oder F3-Übertragung. Der Generator tritt an die Stelle von Relais A (Bild 2)

Tonmodulation der Impulse

Für drahtlose Übertragung oder Programmselbstlenkung erweist sich der reine 20-Hz-Impuls als unzweckmäßig, weil dann Sender und Empfänger eine tiefe untere Grenzfrequenz aufweisen müssen. Das umgeht man sehr leicht, indem ein Ton von etwa 700 bis 1000 Hz übertragen und dieser im 20-Hz-Rhythmus getastet wird, wobei der Ton dann dem Intervall t1 (in Bild 3), Tonlosigkeit dem Intervall t2 entspricht. In diesem Fall werden an den Übertragungsweg nur noch sehr geringe Anforderungen gestellt, und man kann jeden Übertragungsweg, z.B. jeden beliebigen Sender, Empfänger, jede Fernsprechleitung usw., benutzen, die für die Übertragung eines Tones geeignet ist.
Bild 5 zeigt den Tongenerator-Zusatz für diesen Zweck. Es handelt sich um einen kleinen Transistor-Tongenerator, dessen Frequenz durch C6 und R5 bestimmt wird. R5 probiert man je nach Transistorexemplar so aus, daß der Generator gerade sicher anschwingt. R5 soll nicht kleiner sein als erforderlich. Der Generator wird mit Leitungen I und II an die Steuerschaltung (Bild 2), an Stelle des A-Relais, angeschlossen. Dieses Relais und Diode D1 (Bild 2) entfallen jetzt. Nun wird der Tongenerator mit den Steuerimpulsen unmittelbar ein- und ausgeschaltet. Am Ausgang seines Übertragers („Sternchen"-Ausgangsübertrager K21) steht jetzt die tonmodulierte Impulsfolge zur Verfügung. Ihr Aussehen zeigt Bild 6; die Funktion ist durch Vergleich mit Bild 3a ohne weiteres ersichtlich. Dieses Signal kann nun dem Sender oder der beliebigen Übertragungseinrichtung zugeführt und gleichzeitig zur akustischen Kontrolle am Ausgang (Bild 5) mit Kopfhörer oder Lautsprecher abgehört werden (die Tongeneratorleistung reicht für Lautsprecher aus!).

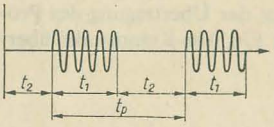


Bild 6 Die vom Generator nach Bild 5 abgegebene impulsförmige Tonfrequenzschwingung bei Steuerung des Generators mit dem Kommandogeber nach Bild 2

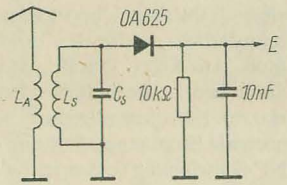


Bild 7
Einfache Detektor-Empfangsschaltung für drahtlose Übertragung auf kurze Entfernungen. Diese Demodulatorschaltung dient als Beispiel und kann durch leistungsfähigere Schaltungen (z.B. Pendelaudion) ersetzt werden. Sie wird dem Kommandoempfänger nach Bild 8 vorgeschaltet

Eine sehr interessante Möglichkeit ergibt sich, wenn man parallel zu diesem Ausgang außer dem Modell noch ein Tonbandgerät anschließt und die Impulsfolge auf Band mit aufnimmt. Hierfür eignet sich jedes Heimtonbandgerät. Man kann nun das Modell einen bestimmten Kurs fahren lassen. Die hierfür gegebene Impulsfolge ist auf dem Tonband aufgezeichnet. Dieses kann danach abgespielt und an Stelle des Steuergebers an den Sender angeschlossen werden. Das Modell fährt dann beim Abspielen des Bandes automatisch den zuvor gesteuerten Kurs. Es handelt sich dabei um eine echte Programmierung und Speicherung eines kompletten Fahrprogramms – eine Möglichkeit, die dieses Verfahren am Rande bietet. Natürlich ist das bei kabelgesteuerten Modellen ebenfalls möglich, denn die Ausgangsspannung des Tongenerators läßt sich auch über Kabel übertragen.

Rückgewinnung der Impulse

Aus der Impulsfolge nach Bild 6 muß die ursprüngliche Steuerimpulsfolge entsprechend Bild 3 im Modell rückgewonnen werden. Im Falle

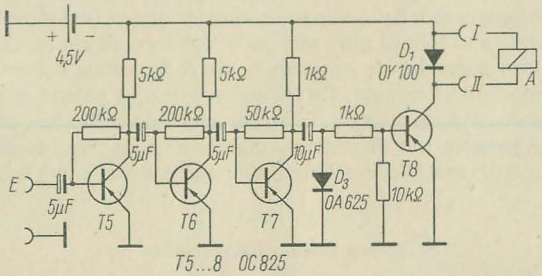


Bild 8 Kommandoempfänger (nur NF-Teil) für Impuls-Proportional-Steuerung mit Tonfrequenzimpulsen nach Bild 6. Relais A ist das „Flatter-Relais" (Näheres im Text). Die Transistoren T 5 bis T 7 arbeiten als NF-Verstärker, T 8 dient als Schalttransistor für das „Flatter-Relais"

einer drahtlosen Übertragung ist zunächst der übliche HF-Empfänger erforderlich, der für den Empfang tonmodulierter Signale geeignet sein muß. Auf kurze Distanz und bei nicht zu schwachem Sender genügt dafür bereits die übliche Detektorschaltung (Bild 7 zeigt eine Prinzipskizze). Für diese allgemein bekannte Schaltung kann auch jede andere normale Empfängerschaltung gesetzt werden, die bei E die demodulierte NF-Schwingung (entspricht wieder Bild 6) abgibt.
Bild 8 zeigt, wie aus dieser Tonimpulsfolge die ursprüngliche 20-Hz-Tastfrequenz gewonnen wird. Im allgemeinen macht sich eine mehrstufige NF-Verstärkung (hier T5, T6, T7) erforderlich. Gibt der Empfänger bereits eine kräftige NF-Spannung ab oder wird das Signal über Kabel übertragen, so kann 1 Transistor (T5), bei Verwendung von Exemplaren mit hohem Stromverstärkungsfaktor können eventuell 2 Transistoren (T5 und T6) entfallen. Bei Kabelübertragung wird die Ausgangsspannung (Bild 5) unmittelbar bei E (Bild 8) eingekoppelt; eventuell unter Weglassung einer oder zweier Stufen, je nach Transistoren. Hinter T7 wird die NF-Schwingung mit der Diode D3 gleichgerichtet. T8 arbeitet als Schalttransistor; seine Funktion ist annähernd der von T3 (Bild 2) vergleichbar. In seiner Kollektorleitung liegt demgemäß wieder das Flatterrelais A mit Schutzdiode D1 im Modell, das dann – wie bereits beschrieben, die Kontakte a1, a2 betätigt (Bild 4).
Bei Tonimpulssteuerung wird man zweckmäßig Steuergeber nach Bild 2 und Tongenerator nach Bild 5 zusammenbauen. Das Ganze fand bei der Musteranlage in einem Gehäuse mit den Maßen 55 mm × 35 mm × 15 mm Platz, das für P1 ein Knopfpotentiometer trug und wie eine Streichholzschachtel in der Hand gehalten werden konnte. Auch die Empfängerseite im Modell wird nicht größer; Platzbedarf und Gewicht hängen – auch bei drahtloser Steuerung – im wesentlichen von den verfügbaren Relais und ggf. vom HF-Empfänger ab. Die Schaltung nach Bild 8 beanspruchte beim Versuchsmuster komplett (mit Ausnahme von Batterie und Relais) nicht viel mehr Volumen als ein Stück Würfelzucker! Im übrigen ist die Anwendung dieser Steuerung keineswegs auf Kleinmodelle beschränkt. Da sie außerordentlich präzise arbeitet, eignet sie sich durchaus auch für die Steuerung größerer Modelle oder industrieller Aggregate mit ähnlicher Aufgabenstellung. Wie ausbaufähig sie ist, soll die anschließend kurz beschriebene Erweiterung zeigen.

Steuerung eines Schiffsmodells

Die Steuergeberseite (Senderseite) bleibt unverändert. Empfängerseitig wird an Stelle der Schaltung Bild 4 jetzt die nach Bild 9 benutzt. Das Proportionalimpulskommando betätigt das Schiffsruder; a1 ist wieder der Kontakt des Flatterrelais, das hier jedoch keinen Motor, sondern

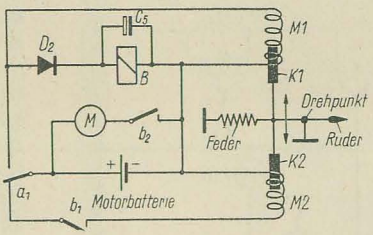


Bild 9
Prinzipbeispiel für eine motorlose Steuermaschine, z.B. für ein Schiffsmodell. M 1 und M 2 sind die Hubmagnete für die jeweilige Seitenlänge des Ruders. Sind beide Hubmagnete stromlos, dann hält die Feder das Ruder in der Mittellage. Relais B arbeitet nach dem Prinzip des Bildes 4 und wird hier zur Übertragung des „zweiten Kommandos" (Ein/Aus-Schaltung des Fahrmotors M) mitbenutzt

abwechselnd die Magnetspulen M1 und M2 einschaltet. Diese Spulen haben beweglich eintauchende Eisenkerne, K1 und K2. Bei stromlosen Spulen hält die Zugfeder das Ruder in Mittelstellung. Jeder Magnet ist bestrebt, das Ruder nach seiner Seite zu ziehen. Bei Impulsverhältnis 1:1 werden wiederum beide Magneten gleich lang eingeschaltet, ihre Kraftwirkung hebt sich auf, da das Ruder der schnellen Umschaltung wiederum nicht folgen kann. Bei ungleichem Impulsverhältnis überwiegt die Kraft des jeweils länger eingeschalteten Magneten. Mit P1 im Steuergeber (Bild 2) kann also das Ruder in jede beliebige Zwischenstellung gebracht werden. Auch hier ist wieder das Hilfsrelais B mit Diode D2 und Speicherkondensator C5 vorhanden, das bei Stromlosigkeit (wenn das Steuerkommando ausbleibt) die dann von a1 ständig angeschaltete Magnetspule M2 mittels b1 abschaltet, so daß das Ruder bei fehlendem Kommando in Mittelstellung geht. Außerdem schaltet jetzt ein zweiter Kontakt b2 den Fahrmotor M. Dadurch wird erreicht, daß beim Abschalten des Gebers (S in Bild 2) das Schiff zum Stillstand kommt, beim Einschalten dagegen seine Fahrt wieder aufnimmt.

Es handelt sich also hier wieder um eine Zwei-Kommando-Steuerung, bei der neben dem Proportionalkommando für die Lenkung noch das Ein/Aus-Kommando für den Antrieb übermittelt wird. Mit dem bei Schiffsmodellen und allen anderen größeren Modellen leicht möglichen Mehraufwand von weiteren 2 Relais läßt sich diese Steuerung noch zu einer kombinierten Proportional/Schrittkommando-Steuerung mit der beschriebenen Rudersteuerung und der für den Fahrmotor festgelegten Schaltfolge Vorwärtsfahrt/Stop/Rückwärtsfahrt/Stop/Vorwärtsfahrt ausbauen, ohne daß dazu ein Schrittschaltwerk oder ähnliches Spezialbauteil benötigt wird. Bild 10 zeigt die erweiterte Schaltung dafür. Die Ruderbetätigung geschieht nach Bild 9; dort tritt an Stelle des Stromkreises M–b2 jetzt die Schaltung nach Bild 10 mit den Zusatzrelais C und D. M in Bild 10 ist wieder der Fahrmotor. Lampe La3 leuchtet,

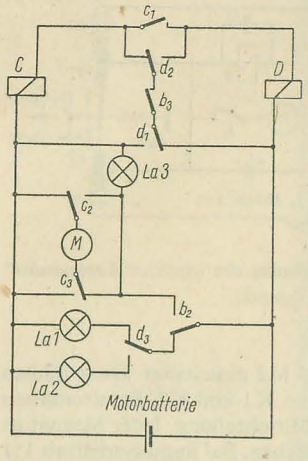


Bild 10
Erweiterte Relaisschaltung im Empfänger zur Übertragung mehrerer Kommandos nach dem beschriebenen System. Die Schaltung kann mit der nach Bild 9 kombiniert werden. Kontakte b 2, b 3 entsprechen Relais B in Bild 9. M ist der Fahrmotor. Lampen La 1 bis 3 werden als Signalisierung sichtbar am Modell angeordnet und lassen von weitem den Betriebszustand erkennen. Bedeutung: La 1 – „Motor Stop, Vorwärtsfahrt ist vorbereitet", La 2 – „Motor Stop, Rückwärtsfahrt ist vorbereitet", La 3 – „Motor läuft, Steuerkommando-Impuls ist vorhanden"

wenn der Fahrmotor läuft (z.B. Toplicht am Schiffsmodell o.ä.). Das Modell fährt, wenn ein Impulskommando vorliegt und Relais B (Bild 9) also gezogen hat. Über b2, c3, M, c2 bekommt der Fahrmotor Strom (Bild 10). Außerdem ist jetzt Kontakt b3 hinzugekommen, über den zugleich der Stromlauf Batterie, d1, b3, d2, C zustande kommt, so daß Relais C anzieht und c1 schließt, was zunächst wirkungslos bleibt; c2 und c3 polen den Motor M um, diese Drehrichtung mag der Vorwärtsfahrt entsprechen.

Bleibt nun das Steuerkommando kurzzeitig aus (kurzes Ausschalten von S – Bild 2), so fällt B ab, jedoch bleibt C angezogen über Batterie, C, c1, D, Batterie. Relais D zieht jetzt ebenfalls an und legt Kontakt d2, d1 um. Sobald jetzt die Impulsfolge wiederkehrt und B zieht, schließt b3 wieder. Dadurch ist jetzt Relais C über d1, b3, d2, c1 kurzgeschlossen und fällt ab, während D über d1, b3, d2, D angezogen bleibt. Das abfallende C-Relais polt mit c2 und c3 den Motor auf Rückwärtsfahrt um, b2 gibt den Fahrstrom an den Motor. Setzt nun die Impulsfolge erneut aus, so öffnet b3, D fällt ab, d1, d2 schalten zurück, und bei erneutem Impulskommando zieht über b3 wieder C, womit die erste Schaltvariante wiederhergestellt ist. Es folgen also stets die obengenannten vier Motor-Betriebszustände aufeinander, sie können durch schnelles Schalten mit S im Geber beliebig gewählt werden. Bei Motorstillstand zeigen die Lampen La 1 und La 2 am Modell an, welche Drehrichtung bei erneutem Anfahren zu erwarten ist. Sie werden durch einen Kontakt des Relais D umgeschaltet, da – wie die Schaltungsfunktion erkennen läßt – der Zustand des Relais D während der Stopstellung des Modells

ein Kriterium für die Fahrtrichtung darstellt. Es kann dann La1 die Bedeutung „Rückwärtsfahrt vorbereitet", La2 die Bedeutung „Vorwärtsfahrt vorbereitet" haben. Bei Stop brennt stets eine von beiden, bei Fahrt sind beide erloschen (b2 hat dann auf den Motor umgeschaltet), und statt dessen zeigt La3 den Fahrzustand an. Die vom Modell gezeigte Signalisierung läßt also eine einwandfreie Bedienung und Manövrierung zu. Die auf diese Weise erweiterte Schaltung benötigt modellseitig jetzt 4 Relais, von denen A – das Flatterrelais – den eingangs genannten Bedingungen genügen muß, während für B, C und D je nach Raumverhältnissen beliebige Relaistypen verwendet werden können, die lediglich zur Motorbatteriespannung passen müssen. An Kontakten benötigt Relais B:2 Arbeitskontakte, 1 Wechselkontakt; C: 2 Wechselkontakte, 1 Arbeitskontakt; D: 3 Wechselkontakte. Diese Besetzung haben fast alle üblichen Relais.

Weitere Anwendungsmöglichkeiten

Selbstverständlich kann auch die nach Bild 10 erweiterte Fernsteuerung in der beschriebenen Weise tonbandprogrammiert werden, was besonders für Schiffsmodellvorführungen reizvolle Möglichkeiten bietet. Für kabelgesteuerte Automodelle kann man 2 getrennte Proportionalgeber nach Bild 2 aufbauen und über 3adriges Kabel an 2 Flatterrelais im Auto übertragen. Ein Proportionalgeber betätigt dann nach Bild 4 den Fahrmotor, der andere nach Bild 9 die Lenkung. Auf den Tongeber nach Bild 5 und die Erweiterung nach Bild 10 kann in diesem Falle verzichtet werden. Für Schiffsmodelle eignet sich am besten die aus Bild 9 und 10 kombinierte Steuerung mit einem Geber. Für Flugmodelle können Höhen- und Seitenruder mit 2 Proportionalkommandos und Steuerungen nach Bild 9 betätigt werden, wenn die Tongeneratoren auf sehr verschiedene Frequenzen (z.B. 300 und 5000 Hz) eingestellt werden und im Empfänger eine Frequenzweiche vorhanden ist.

(Weitere Bilder und Erläuteruugen siehe S. 376/77.)

Bild 11 Ansicht eines als Handgerät in Miniaturbauweise ausgeführten Proportional-Kommandogebers. Streichholzschachtel zum Größenvergleich. Das Gerät enthält die Tastimpulsschaltung nach Bild 2 und den Tongenerator nach Bild 5. Im Bild oben ein Knopfpotentiometer als „Steuerrad" (P 1 in Bild 2), darunter Schalter S (Bild 2), der hier zur Betätigung der empfängerseitigen Relaisschaltung nach Bild 9 und 10 dient. An das Gerät werden lediglich noch Batterie und Sender (je nach Übertragungsart) angeschlossen. Rechts am Gerät einige Sonderanschlüsse, über die C 1, C 2 und Punkt II (Bild 2) zugänglich sind. Sie waren beim Mustergerät für Meßzwecke und zum Anschluß verschiedener Sondergeräte sowie zur Änderung der Grundfrequenz des Tastgenerators bestimmt

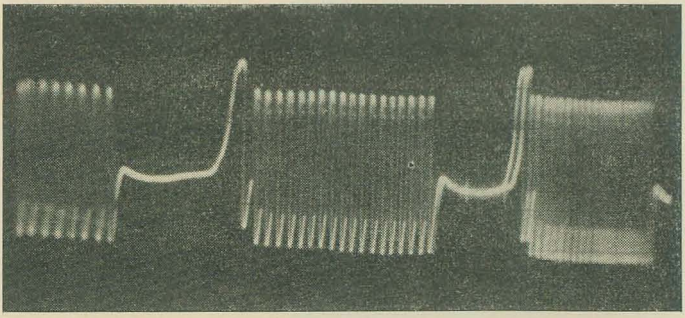


Bild 13 Oszillogramm der vom Kommandogeber Bild 11 abgegebenen Impulsform, wie sie vom Sender übertragen wird. Tonfrequenz 700 Hz, Impuls-Tastfrequenz 20 Hz. Vergleiche mit Bild 6. Impulslänge t 1 ist hier länger als die Pausenlänge t 2, dies entspricht im vorliegenden Fall dem Kommando „Rechtsfahrt"

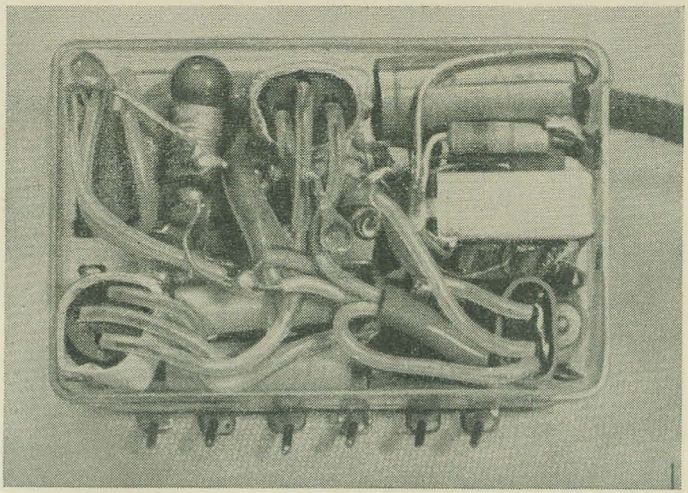


Bild 12 Innenansicht des Kommandogebers nach Bild 11. Das rechte Drittel des Gehäusevolumens (etwa 2,5 cm³) nimmt der Tongenerator (Bild 5) ein, der Übertrager K 21 ist rechts zu erkennen. Links oben sieht man eine Miniatur-Glühlampe, die durch das durchsichtige Polystyrol-Gehäuse (Arzneimittel-Verpackung, handelsüblich) erkennbar ist und den Betriebszustand des Schalters S optisch anzeigt.
Bedeutung: Lampe leuchtet = Motor läuft. Das Gerät wurde mit handelsüblichen Radio-Kleinbauteilen aufgebaut und zeigt, wie weit auch der Amateur mit seinen Mitteln die Miniaturisierung treiben kann

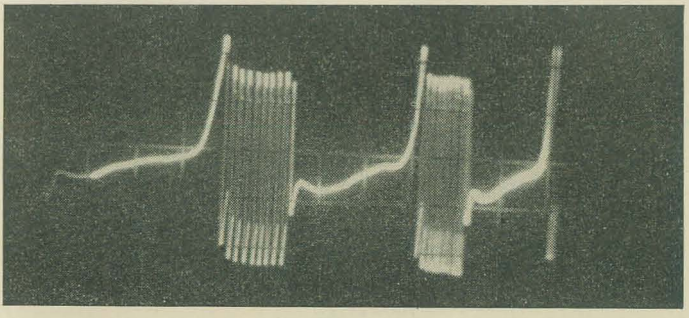


Bild 14 Oszillogramm wie Bild 13, jedoch jetzt Pausenlänge t 2 größer als Tonimpulslänge t 1, Kommando „Links-Fahrt". Beide Oszillogramme wurden in den entsprechenden Regler-Endstellungen des Steuergebers aufgenommen

Lösung

④ Die Schaltung des Spannungsteilers ist in Bild 1 dargestellt. Die an R_2 abfallende Spannung U_2 beträgt

$$U_2 = \frac{R_2 \cdot U_B}{R_1 + R_2} = 66{,}66\,\text{V}.$$

Sie darf maximal um 10%, also 6,66 V, abfallen und beträgt dann

$$U_2' = 66{,}66 - 6{,}66 = 60\,\text{V}.$$

An R_1 liegen dann

$$U_B = U_2' = 200 - 60 = 140\,\text{V}.$$

Demnach fließt ein Strom I von

$$\frac{U_1'}{R_1} = \frac{140\,\text{V}}{50\,\text{k}\Omega} = 2{,}8\,\text{mA}.$$

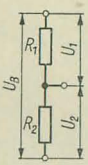


Bild 1

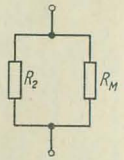


Bild 2

Das Meßinstrument mit dem Widerstand R_M bildet zu R_2 einen Parallelwiderstand nach Bild 2. Der Gesamtwiderstand der Parallelschaltung beträgt

$$R_{ges} = \frac{U_2'}{I} = \frac{60\,\text{V}}{2{,}8\,\text{mA}} = 21{,}4\,\text{k}\Omega.$$

Die Formel für die Berechnung der parallelgeschalteten Widerstände lautet nach R_M aufgelöst

$$R_M = \frac{R_2 \cdot R_{ges}}{R_2 - R_{ges}}.$$

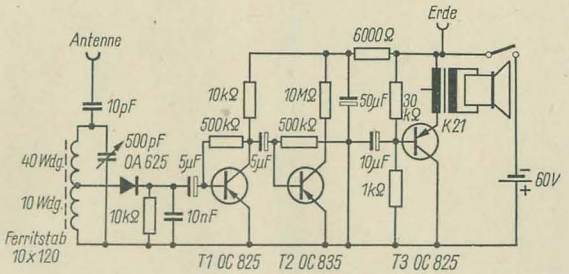
Die errechneten Werte in diese Formel eingesetzt, ergibt

$$R_M = \frac{25 \cdot 21{,}4}{25 - 21{,}4} = 148{,}5\,\text{k}\Omega \approx 150\,\text{k}\Omega.$$

Soll mit einem Bereich von 150 V gemessen werden, dann ist der erforderliche Innenwiderstand des Meßinstrumentes

$$R_i = \frac{150000}{150} = 1000\,\Omega/\text{V}.$$

„Funkt" es bei Ihnen richtig, dann möchten wir Sie fragen:



1 – Welches Gerät kann man nach der obenstehenden Schaltung bauen?

2 – Welche Fehler sind zuvor in der Schaltung zu beseitigen?

3 – Was fehlt Ihrer Meinung nach noch im „Elektronischen Jahrbuch"?

Bei der richtigen Beantwortung der ersten beiden Fragen sind zu gewinnen

1. Preis – ein „Mikki"
2. Preis – Bücher des DMV (nach eigener Wahl) im Werte von 75,– MDN
3. Preis – Bücher des DMV (nach eigener Wahl) im Werte von 50,– MDN
4. bis 10. Preis – je 6 Hefte der Reihe „Der praktische Funkamateur" (nach eigener Wahl)

Einsendeschluß (Poststempel) ist der 1. April 1965; wir versichern jedoch, daß es sich hierbei nicht um einen Aprilscherz handelt.
Die Ermittlung der Preisträger erfolgt unter Ausschluß des Rechtsweges. Bei mehreren richtigen Einsendungen entscheidet das Los. Angehörige des DMV sind von der Teilnahme ausgeschlossen.

Neue Typenbezeichnung für Halbleiterbauelemente
Rundfunk- und Fernsehsender der DDR
Wellen und Frequenzen
Relativer Pegel in Dezibel/relativer Pegel in Neper
Farbcodes für Widerstände und Kondensatoren
Normwerte der internationalen Reihe
Dezimalgeometrische Reihe (DIN-Reihe)
Buchstabiertafeln
Kleine Formelsammlung für Funkpraktiker
Größenbezeichnungen

Neue Typenbezeichnung für Halbleiterbauelemente

Ab 1. Januar 1964 wurden für die Halbleiterbauelemente neue Bezeichnungen eingeführt, die es ermöglichen, aus den angegebenen Buchstaben Art und Verwendungszweck des Bauelements zu erkennen.
Die nachfolgenden Ziffern werden vom Werk festgelegt und stehen in keinem Zusammenhang zu irgendwelchen Garantiedaten des Bauelements.
Der erste Buchstabe kennzeichnet das Halbleiter-Material:

G	Germanium	S	Silizium

Der zweite Buchstabe gibt Auskunft über die Verwendungsmöglichkeit:

A	Diode	S	Schalttransistor
C	NF-Transistor	Y	Leistungsdiode
D	NF-Leistungstransistor	Z	Zenerdiode
F	HF-Transistor		

Für folgende Bauelemente bleibt die alte Bezeichnung bestehen:

OC 815 bis OC 823 (oval) OY 910 bis OY 917
OC 824 bis OC 829 ZL 910/1 bis ZL 910/16
OC 880 bis OC 883 (alte Bauform)

Neue Bezeichnung für Germanium-Gleichrichter

$I_{AK} = 0{,}1$ A		$I_{AK} = 1$ A	
Typ	U_{KA}[V]	Typ	U_{KA}[V]
GY 099	12	GY 109	12
GY 100	24	GY 110	24
GY 101	40	GY 111	40
GY 102	75	GY 112	75
GY 103	100	GY 113	100
GY 104	150	GY 114	150
GY 105	200	GY 115	200

Neue Bezeichnung für Silizium-Zenerdioden

	$U_{Z\,mittel}$[V]	$U_{Z\,mittel}$[V]	
SZ 501	0,75	SZ 510	10
SZ 505	5,6	SZ 512	12
SZ 506	6,8	SZ 515	15
SZ 508	8,2	SZ 518	18

Bezeichnung für Germanium-Gleichrichter

neue	alte	neue	alte
GY 120	OY 120	GY 123	OY 123
GY 121	OY 121	GY 124	OY 124
GY 122	OY 122	GY 125	OY 125

Bezeichnung für Silizium-Gleichrichter

(Katode am Gewinde)		(Anode am Gewinde)	
neue	alte	neue	alte
SY 101	OY 9110	SY 121	OY 9110
SY 102	OY 9120	SY 122	OY 9120
SY 103	OY 9130	SY 123	OY 9130
SY 104	OY 9140	SY 124	OY 9140
SY 105	OY 9150	SY 125	OY 9150
SY 106	OY 9160	SY 126	OY 9160
SY 107	OY 9170	SY 127	OY 9170
SY 108	OY 9180	SY 128	OY 9180
SY 110	OY 9190	SY 130	OY 9190

Bezeichnung für Transistoren

neue	alte	neue	alte
GC 100	OC 870 F (≦ 25 dB)	GD 180	OC 838
GC 101	OC 870 F (≦ 10 dB)	GF 100	OC 871
GC 115	OC 815	GF 105	OC 872
GC 116	OC 816	GF 120	OC 880
GC 117	OC 817	GF 121	OC 881
GC 120	OC 820	GF 122	OC 882
GC 121	OC 821		
GC 122	OC 822		
GC 123	OC 823	LC 815	LA 25
GD 100	OC 830	LC 820	LA 50
GD 110	OC 831	LC 824	LA 100
GD 120	OC 832	LD 830	LA 1
GD 130	OC 833	LD 835	LA 4
GD 150	OC 835	LF 871	LA 30
GD 160	OC 836	LF 880	LA 40
GD 170	OC 837	LF 881	LA 40

Rundfunk- und Fernsehsender der DDR

1. Rundfunksender (AM)

Sender	Frequenz [kHz]	Wellenlänge [m]	Programm
Langwelle			
Berlin	185	1621,6	DS
Mittelwelle			
Schwerin	529	567,1	DDR I
Greifswald	557	538,6	DDR I
Leipzig	575	521,7	DDR I
Karl-Marx-Stadt	602	498	BR
Berlin	611	491	BR
Erfurt	629	476,9	DDR I
Potsdam	656	457,3	BW
Suhl	692	433,8	DS
Schwerin	728	412,1	DS
Cottbus	746	402,1	DDR I
Burg	782	383,6	DS
Berlin	881	340,5	DDR I
Reichenbach	912	328,9	BR
Dresden	1043	287,6	DDR I
Suhl	1052	285,1	DDR I
Plauen	1079	278,1	BR
Berlin	1358	220,9	BW
Seelow	1546	194	DDR I
Bernburg	1570	191,1	DDR I
Kurzwelle			
—	6115	49,06	DS
—	7295	41,01	DS

Das + oder — Zeichen hinter der Kanalzahl bedeutet, daß die Senderfrequenz gegenüber der Kanalmittenfrequenz um 50 bis 150 kHz versetzt ist.

Sendeprogramm: DS = Deutschlandsender, BR = Berliner Rundfunk, BW = Berliner Welle, DDR I = Radio DDR I, DDR II = Radio DDR II.

2. Rundfunksender (FM)

Ultrakurzwelle

Sender	Frequenz [MHz]	Kanal	Programm
Schwerin I	95,25	27 +	DS
Schwerin II	98,55	38 +	BR
Schwerin III	89,2	7 +	DDR I
Schwerin IV	92,75	19 +	DDR II
Marlow I	96,65	32 +	DS
Marlow II	93,5	22 —	BR
Marlow III	88,25	4 +	DDR I
Marlow IV	91,05	14 —	DDR II
Dequede I	96,9	33	DS
Dequede II	98,9	40 —	BR
Dequede III	89,4	8	DDR I
Dequede IV	94,9	26 +	DDR II
Helpterberg III	95,95	30 —	DDR I
Rheinsberg	90,5	12 —	DDR II
Berlin I	97,65	35 +	DS
Berlin II	91,4	15 —	BR
Berlin III	95,8	29 —	DDR I
Berlin IV	97,4	42 +	BW
Brocken I	99,7	35 —	DS
Brocken II	91,55	15 +	BR
Brocken III	88,95	6 +	DDR I
Brocken IV	94,6	25 +	DDR II
Leipzig I	96,6	32	DS
Leipzig II	90,4	11 +	BR
Leipzig III	88,45	5 —	DDR I
Leipzig IV	93,85	23 —	DDR II
Inselsberg I	97,15	34 —	DS
Inselsberg II	90,2	11 —	BR
Inselsberg III	87,85	3 —	DDR I
Inselsberg IV	92,55	18 +	DDR II
Sonneberg I	94,2	24	DS
Sonneberg II	91,7	16 —	BR
Karl-Marx-Stadt I	97,05	34 —	DS
Karl-Marx-Stadt IV	92,85	19 +	DDR II
Dresden II	90,1	10 +	BR
Görlitz	95,4	28	DDR II
Dresden IV	92,25	17 +	DDR II
Cottbus IV	98,6	39 —	DDR II

3. Fernsehsender

Sender	Sendekanal	Polarisation der Antenne
Helpterberg	3	horizontal
Cottbus	4	horizontal
Berlin	5	horizontal
Inselsberg	5	horizontal
Brocken	6	horizontal
Karl-Marx-Stadt	8	horizontal
Marlow	8	horizontal
Leipzig	9	vertikal
Dresden	10	vertikal
Schwerin	11	horizontal
kleine Fernsehsender:		
Görlitz	6	horizontal
Schöneck	6	vertikal
Eisenhüttenstadt	7	horizontal
Frankfurt/O.	11	horizontal
Bleßberg	12	horizontal

Fernsehkanalumsetzer: 1963 waren etwa 145 Anlagen in Betrieb

Fernsehumlenkanlagen: 1963 waren etwa 35 Anlagen in Betrieb

Wellen und Frequenzen

Bereiche der Funkwellen

Wellenlänge	Frequenz	Bezeichnung	Kurzbezeichnung
10 km	30 kHz	Myriameter-Wellen	VLF
10 km ··· 1 km	30 ··· 300 kHz	Kilometer-Wellen	LF
1 km ··· 100 m	300 ··· 3000 kHz	Hektometer-Wellen	MF
100 m ··· 10 m	3 ··· 30 MHz	Dekameter-Wellen	HF
10 m ··· 1 m	30 ··· 300 MHz	Meter-Wellen	VHF
1 m ··· 10 cm	300 ··· 3000 MHz	Dezimeter-Wellen	UHF
10 cm ··· 1 cm	3 ··· 30 GHz	Zentimeter-Wellen	SHF
10 mm ··· 1 mm	30 ··· 300 GHz	Millimeter-Wellen	EHF

Bereiche der Strahlungsarten

Wellenlänge	Frequenz	Bezeichnung
etwa 0,1 mm	etwa $3 \cdot 10^{12}$ Hz	Wärmestrahlen
0,4 ··· 0,0008 mm	$7{,}5 \cdot 10^{11}$ ··· $3{,}75 \cdot 10^{14}$ Hz	Infrarotstrahlen
0,8 ··· 0,4 µm	3,75 ··· $7{,}5 \cdot 10^{14}$ Hz	sichtbares Licht
100 ··· 1 Å*	$3 \cdot 10^{16}$ ··· $3 \cdot 10^{18}$ Hz	Röntgenstrahlen
0,1 ··· 0,005 Å*	$3 \cdot 10^{19}$ ··· $6 \cdot 10^{20}$ Hz	Gammastrahlen
1 ··· 0,001 X*	$3 \cdot 20^{21}$ ··· $3 \cdot 10^{24}$ Hz	kosmische Strahlen

Gebräuchliche Einheiten bei elektromagnetischen Wellenlängen

1 km (Kilometer) = 10^3 m = $3 \cdot 10^5$ Hz
1 m (Meter) = 1 m = $3 \cdot 10^8$ Hz
1 cm (Zentimeter) = 10^{-2} m = $3 \cdot 10^{10}$ Hz
1 mm (Millimeter) = 10^{-3} m = $3 \cdot 10^{11}$ Hz
1 µm (Mikrometer) = 10^{-6} m = $3 \cdot 10^{14}$ Hz
1 nm (Nanometer) = 10^{-9} m = $3 \cdot 10^{17}$ Hz
1 Å (Angström)* = 10^{-10} m = $3 \cdot 10^{18}$ Hz
1 X.E. (X-Einheit)* = 10^{-13} m = $3 \cdot 10^{21}$ Hz

Beziehungen zwischen Wellenlängen-Einheiten

	mm	µm	nm	Å	pm	X.E.
1 mm	1	10^3	10^6	10^7	10^9	10^{10}
1 µm	10^{-3}	1	10^3	10^4	10^6	10^7
1 nm	10^{-6}	10^{-3}	1	10	10^3	10^4
1 Å	10^{-7}	10^{-4}	10^{-1}	1	10^2	10^3
1 pm	10^{-9}	10^{-6}	10^{-3}	10^{-2}	1	10
1 X.E.	10^{-10}	10^{-7}	10^{-4}	10^{-3}	10^{-1}	1

Rundfunk- und Fernseh-Frequenzbereiche

1. Rundfunk		
Langwelle	150 ··· 285 kHz	2000 ··· 1050 m
Mittelwelle	535 ··· 1605 kHz	560 ··· 189 m
Kurzwelle	5950 ··· 26100 kHz	50,43 ··· 11,49 m
UKW (Band II)	87,5 ··· 100 MHz	(Kanalbreite 300 kHz)

* Nicht mehr zulässig; als kleinste Längeneinheit 1 pm (Picometer) = 10^{-12} m verwenden!

2. Fernsehen

	Kanal	Bildträger [MHz]	Tonträger [MHz]
Band I	2	48,25	53,75
	3	55,25	60,75
	4	62,25	67,75
Band III	5	175,25	180,75
	6	182,25	187,75
	7	189,25	194,75
	8	196,25	201,75
	9	203,25	208,75
	10	210,25	215,75
	11	217,25	222,75
	12	224,25	229,75

Band IV 470 bis 605 MHz (Kanal 21 bis 37, Rasterbreite 8 MHz)
Band V 606 bis 790 MHz (Kanal 38 bis 60, Rasterbreite 8 MHz)

Der Frequenzbereich 790 bis 960 MHz kann im Bedarfsfall für Fernsehzwecke benutzt werden, muß sich aber dann mit anderen Funkdiensten in diesen Bereich teilen.

Amateurfunk-Frequenzbereiche

80-m-Band	3500 bis 3800 kHz	10-m-Band	28000 bis 29700 kHz
40-m-Band	7000 bis 7100 kHz	2-m-Band	144,0 bis 146,0 MHz
20-m-Band	14000 bis 14350 kHz	70-cm-Band	420,0 bis 440,0 MHz
15-m-Band	21000 bis 21450 kHz		

Modellfernsteuer-Frequenzen

13,560 MHz ± 0,05%
27,120 MHz ± 0,6%
461,04 MHz ± 0,2%

Relativer Pegel in Dezibel

dB	Strom- bzw. Spannungs-verhältnis	Leistungs-verhältnis	dB	Strom- bzw. Spannungs-verhältnis	Leistungs-verhältnis
0,0	1,00	1,00	30,0	31,62	1000
0,1	1,011	1,023	40,0	100,00	10^4
0,2	1,023	1,047	50,0	316,23	10^5
0,3	1,035	1,071	60,0	1000,00	10^6
0,4	1,047	1,096	80,0	10^4	10^8
0,5	1,06	1,12	100,0	10^5	10^{10}
0,6	1,07	1,15	−1,0	0,89	0,79
0,7	1,084	1,18	−2,0	0,79	0,63
0,8	1,096	1,20	−3,0	0,71	0,50
0,9	1,109	1,23	−4,0	0,63	0,40
1,0	1 12	1,26	−5,0	0,56	0,316
2,0	1,26	1,58	−6,0	0,50	0,25
3,0	1,41	2,00	−7,0	0,445	0,20
4,0	1,58	2,51	−8,0	0,40	0,16
5,0	1,78	3,16	−9,0	0,35	0,13
6,0	2,00	3,98	−10,0	0,316	0,10
7,0	2,24	5,01	−20,0	0,1	0,010
8,0	2,51	6,31	−30,0	0,0316	0,001
9,0	2,82	7,94	−40,0	0,01	10^{-4}
10,0	3,16	10	−50,0	0,00316	10^{-5}
20,0	10,00	100	−60,0	0,001	10^{-6}

Relativer Pegel in Neper

N	Strom- bzw. Spannungs-verhältnis	Leistungs-verhältnis	N	Strom- bzw. Spannungs-verhältnis	Leistungs-verhältnis
0	1,0	1,0	8,0	2981	$8{,}886 \cdot 10^6$
0,1	1,105	1,221	9,0	8103	$6{,}566 \cdot 10^7$
0,2	1,221	1,492	10,0	22086	$4{,}852 \cdot 10^8$
0,3	1,350	1,822	−0,1	0,905	–
0,4	1,492	2,226	−0,2	0,819	–
0,5	1,649	2,718	−0,3	0,741	–
0,6	1,822	3,320	−0,4	0,670	–
0,7	2,014	4,055	−0,5	0,606	–
0,8	2,226	4,953	−0,6	0,549	–
0,9	2,460	6,050	−0,7	0,497	–
1,0	2,718	7,389	−0,8	0,449	–
2,0	7,389	54,60	−0,9	0,407	–
3,0	20,09	403,4	−1,0	0,368	–
4,0	54,60	2981,0	−2,0	0,135	–
5,0	148,4	22030,0	−3,0	0,0498	–
6,0	403,4	162750,0	−4,0	0,0183	–
7,0	1097	$1{,}203 \cdot 10^6$	−5,0	0,00674	–

Umrechnungsbeziehungen:

1 Neper (N) = 8,676 · Dezibel (dB)
1 Dezibel (dB) = 0,1151 · Neper (N)

Normalwerte (absolute Pegel) an 600 Ω:

Spannungsnormalwert (Nullpegel) 775 mV
Stromnormalwert (Nullpegel) 1,29 mA
Leistungsnormalwert (Nullpegel) 1 mW

Farbcodes für Widerstände und Kondensatoren

a) Widerstände (ausgedrückter Wert in Ohm)

Farbe	1. Punkt/Ring 1. Ziffer	2. Punkt/Ring 2. Ziffer	3. Punkt/Ring Zahl der Nullen	Bereich des Wertes	4. Punkt/Ring Toleranz
schwarz	0	0	0	1 ··· 99Ω	–
braun	1	1	1	100 ··· 990Ω	±1%
rot	2	2	2	1 ··· 9,9 kΩ	±2%
orange	3	3	3	10 ··· 99 kΩ	–
gelb	4	4	4	100 ··· 990 kΩ	–
grün	5	5	5	1 ··· 9,9 MΩ	±5%
blau	6	6	6	10 ··· 99 MΩ	–
violett	7	7	7	–	–
grau	8	8	8	–	–
weiß	9	9	9	–	–
gold	–	–	0,1	0,1 ··· 9,9 Ω	±5%
silber	–	–	0,01	0,01 ··· 0,99 Ω	±10%
ohne	–	–	–	–	±20%

Der WBN-Code unterscheidet sich vom internationalen Code durch eine andere Markierung der Toleranzen.
1 Goldpunkt ±1% 2 Goldpunkte ±2%
1 Silberpunkt ±5% 2 Silberpunkte ±10%
ohne Farbmarkierung ±20%

b) Kondensatoren (ausgedrückter Wert in pF)

Farbe	1. Punkt/Ring 1. Ziffer	2. Punkt/Ring 2. Ziffer	3. Punkt/Ring Zahl der Nullen	Bereich des Wertes	4. Punkt/Ring Toleranz	5. Punkt/Ring Spannung/ Kondensatoren
schwarz	0	0	0	1 ··· 99 pF	–	–
braun	1	1	1	100 ··· 990 pF	±1%	100 V
rot	2	2	2	1 ··· 9,9 nF	±2%	200 V
orange	3	3	3	10 ··· 99 nF	–	300 V
gelb	4	4	4	100 ··· 990 nF	–	400 V
grün	5	5	5	1 ··· 9,9 µF	±5%	500 V
blau	6	6	6	10 ··· 99 µF	–	600 V
violett	7	7	7	–	–	700 V
grau	8	8	8	–	–	800 V
weiß	9	9	9	–	–	900 V
gold	–	–	0,1	0,1 ··· 9,9 pF	±5%	1000 V
silber	–	–	0,01	0,01 ··· 0,99 pF	±10%	2000 V
ohne	–	–	–	–	±20%	500 V

Normwerte der internationalen Reihe

E 6 ($\sqrt[6]{10}$)	E 12 ($\sqrt[12]{10}$)	E 24 ($\sqrt[24]{10}$)
1,0	1,0	1,0
1,5	1,2	1,1
2,2	1,5	1,2
3,3	1,8	1,3
4,7	2,2	1,5
6,8	2,7	1,6
Toleranz:	3,3	1,8
±20%	3,9	2,0
	4,7	2,2
	5,6	2,4
	6,8	2,7
	8,2	3,0
	Toleranz:	3,3
	±10%	3,6
		3,9
		4,3
		4,7
		5,1
		5,6
		6,2
		6,8
		7,5
		8,2
		9,1
		Toleranz: ±5%

Dezimalgeometrische Reihe (DIN-Reihe)

R 5 ($\sqrt[5]{10}$)	R 10 ($\sqrt[10]{10}$)	R 20 ($\sqrt[20]{10}$)	R 40 ($\sqrt[40]{10}$)
1,00	1,00	1,00	1,00 3,15
1,60	1,25	1,12	1,06 3,35
2,50	1,60	1,25	1,12 3,55
4,00	2,00	1,40	1,18 3,75
6,30	2,50	1,60	1,25 4,00
	3,15	1,80	1,32 4,25
	4,00	2,00	1,40 4,50
	5,00	2,24	1,50 4,75
	6,30	2,50	1,60 5,00
	8,00	2,80	1,70 5,30
		3,15	1,80 5,60
		3,55	1,90 6,00
		4,00	2,00 6,30
		4,50	2,12 6,70
		5,00	2,24 7,10
		5,60	2,36 7,50
		6,30	2,50 8,00
		7,10	2,65 8,50
		8,00	2,80 9,00
		9,00	3,00 9,50

Buchstabiertafeln

Buchstabe	deutsch (Vorschrift)	deutsch (Amateur-gebrauch)	russisch
A	Anton	Amerika	А Anna
B	Berta	Boston (Baltimore)	Б Boris
C	Cäsar	Canada	Ц Zaplja
D	Dora	Dänemark	Д Darja
E	Emil	England	Е Jelena
F	Friedrich	Frankreich	Ф Fedor
G	Gustav	Guatemala	Г Grigori
H	Heinrich	Honolulu (Holland)	Х Chariton
I	Ida	Italien	И Iwan
J	Julius	Japan	Й Iwankratki
K	Konrad	Kilowatt	К Konstantin
L	Ludwig	Luxemburg (London)	Л Leonid
M	Martha	Mexiko	М Michael
N	Nordpol	Norwegen	Н Nikolai
O	Otto	Ontario (Oslo)	О Olga
P	Paula	Portugal	П Pawel
Q	Quelle	Quebec	Щ Schtschuka
R	Richard	Radio	Р Roman
S	Siegfried	Santiago	С Ssemjon
T	Theodor	Texas	Т Tatjana
U	Ulrich	Uruguay	У Uljana
V	Viktor	Venezuela (Valencia)	Ж Shenja
W	Wilhelm	Washington	В Wassili
X	Xanthippe	Xylophon	Ь Mjachkisnak
Y	Ypsilon	Yokohama	Ы Jery
Z	Zeppelin	Zansibar	З Sina
CH	Charlotte	–	Ш Schura
Ä	Ärger	–.	Я Jakow
Ö	Ödipus	–	Ч Tschelowek
Ü	Übel	–	Ю Juri

Buchstabe	International	ARRL	IARU-Region I
A	Amsterdam	Adam	Alfa
B	Baltimore	Baker	Bravo
C	Casablanca	Charlie	Charlie
D	Dänemark	David	Delta
E	Edison	Edward	Echo
F	Florida	Frank	Foxtrott
G	Gallipolli	George	Golf
H	Havanna	Henry	Hotel
I	Italia	Ida	India
J	Jerusalem	John	Juliette
K	Kilogramm	King	Kilo
L	Liverpool	Lewis	Lima
M	Madagaskar	Mary	Mike
N	New York	Nancy	November
O	Oslo	Otto	Oscar
P	Paris	Peter	Papa
Q	Quebec	Queen	Quebec
R	Roma	Robert	Romeo
S	Santiago	Susan	Sierra
T	Tripoli	Thomas	Tango
U	Upsala	Union	Uniform
V	Valencia	Victor	Victor
W	Washington	William	Whisky
X	Xanthippe	X-Ray	X-Ray
Y	Yokohama	Young	Yankee
Z	Zürich	Zebra	Zulu

Kleine Formelsammlung für Funkpraktiker

Ohmsches Gesetz

$$U = I \cdot R;$$

U = Spannung in V; I = Stromstärke in A; R = Widerstand in Ω.

$$I = \frac{U}{R}; \qquad R = \frac{U}{I}.$$

Leitwert

$$G = \frac{1}{R}; \qquad R = \frac{1}{G};$$

G = Leitwert in S; R = Widerstand in Ω.

Leistungsformel

Gleichstrom: $P = U \cdot I = I^2 \cdot R = \frac{U^2}{R};$

P = Leistung in W; U = Spannung in V; I = Stromstärke in A; R = Widerstand in Ω.

$$U = \frac{P}{I} = \sqrt{P \cdot R}; \quad I = \frac{P}{U} = \sqrt{\frac{P}{R}};$$

$$R = \frac{U^2}{P} = \frac{P}{I^2}.$$

Wechselstrom: $P_w = U \cdot I \cos \varphi$; $P_b = U \cdot I \sin \varphi$; $P_s = U \cdot I$;

P_w = Wirkleistung in W; U = Spannung in V; I = Stromstärke in A; φ = Winkel der Phasenverschiebung zwischen U und I; P_b = Blindleistung in VAr (Voltampere reaktiv); P_s = Scheinleistung in VA.

Drehstrom: $P_w = 3\ U_L \cdot I_L \cos \varphi = 3\ U \cdot I \cos \varphi;$

$P_b = 3\ U_L \cdot I_L \sin \varphi = 3\ U \cdot I \sin \varphi;$

$P_s = 3\ U_L \cdot I_L = 3\ U \cdot I;$

P_w = Wirkleistung in W; $\sqrt{3}$ = Verkettungsfaktor (= 1,73); U_L = Leiterspannung in V; I_L = Leiterstromstärke in A; φ = Winkel der Phasenverschiebung zwischen U_L und I_L; U = Strangspannung in V; I = Strangstromstärke in A; P_b = Blindleistung in VAr; P_s = Scheinleistung in VA.

Elektrischer Widerstand

$$R = \frac{\varrho \cdot l}{A} = \frac{l}{\varkappa \cdot A}; \quad \varrho = \frac{1}{\varkappa};$$

R = Widerstand in Ω; ϱ = spezifischer elektrischer Widerstand in $\Omega\,mm^2/m$; l = Länge in m; A = Drahtquerschnitt in mm^2; $\varkappa$ = spezifischer elektrischer Leitwert in $S\,m/mm^2$.

$$A = \frac{d^2 \cdot \pi}{4};$$

A = Drahtquerschnitt in mm^2; d = Drahtdurchmesser in mm; π = 3,14.

Widerstände in Reihenschaltung

$$R_{ges} = R_1 + R_2 + R_3 + \cdots;$$

R_{ges} = Gesamtwiderstand der Reihenschaltung in Ω; R_1 usw. = Einzelwiderstände der Reihenschaltung in Ω.

Widerstände in Parallelschaltung

$$\frac{1}{R_{ges}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \cdots;$$

R_{ges} = Gesamtwiderstand der Parallelschaltung in Ω; R_1 usw. = Einzelwiderstände der Parallelschaltung in Ω;
zwei parallelgeschaltete Widerstände:

$$R_{ges} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2};$$

drei parallelgeschaltete Widerstände:

$$R_{ges} = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3}{R_1R_2 + R_2R_3 + R_1R_3}.$$

Unbelasteter Spannungsteiler

$$I = \frac{U}{R_1 + R_2}; \qquad U_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U;$$

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U;$$

I = Stromstärke durch Spannungsteilerwiderstände in A; U = Gesamtspannung über beiden Spannungsteilerwiderständen in V; R_1 = erster Spannungsteilerwiderstand in Ω; R_2 = zweiter Spannungsteilerwiderstand in Ω; U_1 = Spannung über Widerstand R_1 in V; U_2 = Spannung über Widerstand R_2 in V.

Belasteter Spannungsteiler

$$U_1 = U\frac{R_1}{R_1 + R_2} - I_1\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2};$$

$$I_1 = \frac{R_1}{R \cdot R_1 + R \cdot R_2 + R_1 \cdot R_2} \cdot U;$$

$$U_1 = \frac{R \cdot R_1}{R \cdot R_1 + R \cdot R_2 + R_1 \cdot R_2} \cdot U;$$

$$I_2 = \frac{U - U_1}{R_2} = \frac{U}{R_1 + R_2} + I_1\frac{R_1}{R_1 + R_2};$$

U = Gesamtspannung über beiden Spannungsteilerwiderständen in V; U_1 = Spannung über Belastungswiderstand R in V; I_1 = Stromstärke durch Belastungswiderstand R in A; I_2 = Stromstärke durch beide Spannungsteilerwiderstände in A, R_1 = erster Spannungsteilerwiderstand in Ω; R_2 = zweiter Spannungsteilerwiderstand in Ω; R = Belastungswiderstand parallel zu R_1 in Ω.

Vorwiderstand zum Voltmeter

$$R_v = \frac{U}{I_m} - R_m = (n - 1)\,R_m; \quad n = \frac{U}{U_m}; \quad R_m = \frac{U_m}{I_m};$$

R_v = Vorwiderstand zur Meßbereicherweiterung in Ω; U = Spannung des neuen Meßbereiches in V; I_m = Stromstärke durch Meßwerk bei Vollausschlag in A; R_m = Widerstand des Meßwerkes in Ω; U_m = Spannung bei Vollausschlag des Meßwerkes in V; n = Vervielfachungsfaktor der Spannungs-Meßbereicherweiterung.

Nebenwiderstand zum Strommesser

$$R_n = \frac{U_m}{I - I_m} = \frac{I_m \cdot R_m}{I - I_m} = \frac{R_m}{n - 1}; \quad n = \frac{I}{I_m};$$

R_n = Nebenwiderstand zur Meßbereicherweiterung in Ω; U_m = Spannung bei Vollausschlag des Meßwerkes in V; I = Stromstärke des neuen

Meßbereiches in A; I_m = Stromstärke durch Meßwerk bei Vollausschlag in A; R_m = Widerstand des Meßwerkes in Ω; n = Vervielfachungsfaktor der Stromstärke-Meßbereicherweiterung.

Kapazität eines Plattenkondensators

$$C = 0{,}0886\,(n-1)\,\frac{\varepsilon_r \cdot A}{d};$$

C = Kapazität in pF; n = Anzahl der Platten; ε_r = relative Dielektrizitätskonstante; A = Plattengröße in cm^2; d = Plattenabstand bzw. Dicke des Dielektrikums in cm.

Induktiver Blindwiderstand

$$X_L = \omega \cdot L = 2\pi \cdot f \cdot L;$$

X_L = induktiver Blindwiderstand in Ω; ω = Kreisfrequenz in Hz, L = Induktivität in H; f = Frequenz in Hz, π = 3,14.

Kapazitiver Blindwiderstand

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C};$$

X_C = kapazitiver Blindwiderstand in Ω; ω = Kreisfrequenz in Hz; C = Kapazität in F; f = Frequenz in Hz; π = 3,14;

Reihenschaltung von R und L

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}; \quad \tan\varphi = \frac{X_L}{R};$$

Z = Scheinwiderstand (Impedanz) der Reihenschaltung in Ω; R = Wirkwiderstand in Ω; X_L = induktiver Blindwiderstand in Ω; φ = Winkel der Phasenverschiebung.

Reihenschaltung von R und C

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}; \quad \tan\varphi = \frac{X_C}{R};$$

Z = Scheinwiderstand der Reihenschaltung in Ω; R = Wirkwiderstand in Ω; X_C = kapazitiver Blindwiderstand in Ω; φ = Winkel der Phasenverschiebung.

Parallelschaltung von R und L

$$Z = \frac{R \cdot X_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}; \qquad \tan \varphi = \frac{R}{X_L};$$

für Leitwerte:

$$Y = \sqrt{G^2 + B_L^2}; \qquad \tan \varphi = \frac{B_L}{G};$$

Z = Scheinwiderstand der Parallelschaltung in Ω; R = Wirkwiderstand in Ω; X_L = induktiver Blindwiderstand in Ω; φ = Winkel der Phasenverschiebung; Y = Scheinleitwert der Parallelschaltung in S; G = Wirkleitwert in S; B_L = induktiver Blindleitwert in S.

Parallelschaltung von R und C

$$Z = \frac{R \cdot X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}; \qquad \tan \varphi = \frac{R}{X_C};$$

für Leitwerte:

$$Y = \sqrt{G^2 + B_C^2}; \qquad \tan \varphi = \frac{B_C}{G};$$

Z = Scheinwiderstand der Parallelschaltung in Ω; R = Wirkwiderstand in Ω; X_C = kapazitiver Blindwiderstand in Ω; φ = Winkel der Phasenverschiebung; Y = Scheinleitwert der Parallelschaltung in S; G = Wirkleitwert in S; B_C = induktiver Blindleitwert in S.

Reihenschaltung von R, L und C

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}; \qquad \tan \varphi = \frac{X_L - X_C}{R};$$

Z = Scheinwiderstand der Reihenschaltung in Ω; R = Wirkwiderstand in Ω; X_L = induktiver Blindwiderstand in Ω; X_C = kapazitiver Blindwiderstand in Ω; φ = Winkel der Phasenverschiebung.

Parallelschaltung von R, L und C

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + R^2 \left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right)^2}};$$

$$\tan \varphi = R \left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right);$$

für Leitwerte:

$$Y = \sqrt{G^2 + (B_C - B_L)^2}; \qquad \tan \varphi = \frac{B_C - B_L}{G};$$

Z = Scheinwiderstand der Parallelschaltung in Ω; R = Wirkwiderstand in Ω; X_C = kapazitiver Blindwiderstand in Ω; X_L = induktiver Blindwiderstand in Ω; φ = Winkel der Phasenverschiebung; Y = Scheinleitwert der Parallelschaltung in S; G = Wirkleitwert in S; B_C = kapazitiver Blindleitwert in S; B_L = induktiver Blindleitwert in S.

Lichtgeschwindigkeit

$$c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}; \quad c = 3 \cdot 10^5 \text{ km/s};$$

c = Lichtgeschwindigkeit.

Wellenlänge und Frequenz

$$\lambda_{[cm]} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{f_{[Hz]}} = \frac{3 \cdot 10^7}{f_{[kHz]}} = \frac{3 \cdot 10^4}{f_{[MHz]}};$$

$$\lambda_{[m]} = \frac{3 \cdot 10^8}{f_{[Hz]}} = \frac{3 \cdot 10^5}{f_{[kHz]}} = \frac{3 \cdot 10^2}{f_{[MHz]}};$$

$$f_{[Hz]} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{\lambda_{[cm]}} = \frac{3 \cdot 10^8}{\lambda_{[m]}};$$

$$f_{[kHz]} = \frac{3 \cdot 10^7}{\lambda_{[cm]}} = \frac{3 \cdot 10^5}{\lambda_{[m]}};$$

$$f_{[MHz]} = \frac{3 \cdot 10^4}{\lambda_{[cm]}} = \frac{3 \cdot 10^2}{\lambda_{[m]}};$$

λ = Wellenlänge; f = Frequenz.

Kreisfrequenz

$$\omega = 2\pi \cdot f = 6{,}28 \cdot f;$$

ω = Kreisfrequenz in Hz; π = 3,14; f = Frequenz in Hz.

Schwingkreis

$$f_{[Hz]} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{[H]} \cdot C_{[F]}}};$$

$$f_{[kHz]} = \frac{5030}{\sqrt{L_{[mH]} \cdot C_{[pF]}}} = \frac{159200}{\sqrt{L_{[\mu H]} \cdot C_{[pF]}}};$$

$$f_{[MHz]} = \frac{5{,}03}{\sqrt{L_{[mH]} \cdot C_{[pF]}}} = \frac{159{,}2}{\sqrt{L_{[\mu H]} \cdot C_{[pF]}}};$$

$$L_{[H]} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2_{[Hz]} \cdot C_{[F]}};$$

$$L_{[mH]} = \frac{253 \cdot 10^5}{f^2_{[kHz]} \cdot C_{[pF]}} = \frac{25{,}3}{f^2_{[MHz]} \cdot C_{[pF]}};$$

$$L_{[\mu H]} = \frac{253 \cdot 10^8}{f^2_{[kHz]} \cdot C_{[pF]}} = \frac{25300}{f^2_{[MHz]} \cdot C_{[pF]}};$$

$$C_{[F]} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2_{[Hz]} \cdot L_{[H]}};$$

$$C_{[pF]} = \frac{253 \cdot 10^5}{f^2_{[kHz]} \cdot L_{[mH]}} = \frac{25{,}3}{f^2_{[MHz]} \cdot L_{[mH]}};$$

$$C_{[\mu F]} = \frac{253 \cdot 10^8}{f^2_{[kHz]} \cdot L_{[\mu H]}} = \frac{25300}{f^2_{[MHz]} \cdot L_{[\mu H]}};$$

f = Frequenz, $\pi = 3{,}14$, L = Induktivität, C = Kapazität.

Schwingkreisgüte

$$\varrho = \frac{\omega_0 \cdot L}{r} = \frac{R_0}{\omega_0 \cdot L} = \omega_0 \cdot C \cdot R_0 = \frac{1}{r \cdot \omega_0 \cdot C} = \frac{1}{d};$$

ϱ = Schwingkreisgüte bzw. Gütefaktor; ω_0 = Resonanzkreisfrequenz in Hz; L = Induktivität in H; r = Serienverlustwiderstand in Ω; R_0 = Resonanzwiderstand in Ω; C = Kapazität in F; d = Dämpfungsfaktor.

Resonanzwiderstand

$$R_0 = \frac{L}{C \cdot r} = \frac{1}{d}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\omega_0 \cdot L}{d} = \varrho^2 \cdot r = \varrho \cdot Z_0;$$

R_0 = Resonanzwiderstand in Ω; L = Induktivität in H; C = Kapazität in F, r = Serienverlustwiderstand in Ω; d = Dämpfungsfaktor; ω_0 = Resonanzkreisfrequenz in Hz; ϱ = Schwingkreisgüte; Z_0 = Kennwiderstand in Ω.

Serienverlustwiderstand

$$r = \frac{\omega_0 \cdot L}{\varrho} = \frac{L}{C \cdot R_0} = \frac{R_0}{\varrho^2};$$

r = Serienverlustwiderstand in Ω; ω_0 = Resonanzkreisfrequenz in Hz; L = Induktivität in H; ϱ = Schwingkreisgüte; C = Kapazität in F; R_0 = Resonanzwiderstand in Ω.

Kennwiderstand

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 \cdot L = \frac{1}{\omega_0 \cdot C};$$

Z_0 = Kennwiderstand in Ω; L = Induktivität in H; C = Kapazität in F; ω_0 = Resonanzkreisfrequenz in Hz.

Dämpfungsfaktor

$$d = \frac{1}{\varrho} = \frac{\omega_0 \cdot L}{R_0} = \frac{r}{\omega_0 \cdot L} = r \cdot \omega_0 \cdot C;$$

d = Dämpfungsfaktor bzw. Verlustfaktor; ϱ = Schwingkreisgüte; ω_0 = Resonanzkreisfrequenz in Hz; L = Induktivität in H; R_0 = Resonanzwiderstand in Ω, r = Serienverlustwiderstand in Ω, C = Kapazität in F.

Absolute Verstimmung

$$\Delta f = f_x - f_0 \quad \text{bzw.} \quad \Delta\omega = \omega_x - \omega_0;$$

Δf = absolute Verstimmung in Hz; f_x = veränderliche Frequenz in Hz; f_0 = Resonanzfrequenz in Hz; $\Delta\omega$ = absolute Verstimmung in Hz; ω_x = veränderliche Kreisfrequenz in Hz; ω_0 = Resonanzkreisfrequenz in Hz.

Relative Verstimmung

$$x = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0};$$

x = relative Verstimmung bzw. relative Frequenzänderung; Δf = absolute Verstimmung bzw. Frequenzdifferenz in Hz; $\Delta\omega$ = absolute Verstimmung bzw. Kreisfrequenzdifferenz in Hz; f_0 = Resonanzfrequenz in Hz; ω_0 = Resonanzkreisfrequenz in Hz.

Doppelverstimmung

$$v = \frac{f_x}{f_0} - \frac{f_0}{f_x} \approx \frac{2\Delta f}{f_0},$$

$$v = \frac{\omega_x}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_x} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0};$$

v = Doppelverstimmung; f_x = veränderliche Frequenz in Hz; f_0 = Resonanzfrequenz in Hz; ω_x = veränderliche Kreisfrequenz in Hz; ω_0 = Resonanzkreisfrequenz in Hz; Δf = Frequenzdifferenz $f_x - f_0$ in Hz; $\Delta\omega$ = Kreisfrequenzdifferenz $\omega_x - \omega_0$ in Hz.

Normierte Verstimmung

$$\Omega = \frac{v}{d} = v \cdot \varrho;$$

Ω = normierte Verstimmung; v = Doppelverstimmung; d = Dämpfungsfaktor; ϱ = Schwingkreisgüte.

Absolute Bandbreite

$$b_{0,7} = f_0 \cdot d = \Delta f = \frac{f_0}{\varrho} = \frac{r}{2\pi \cdot L} = \frac{1}{2\pi \cdot R_0 \cdot C};$$

$b_{0,7}$ = absolute Bandbreite für Abfall auf 0,707 in Hz; f_0 = Resonanzfrequenz in Hz; d = Dämpfungsfaktor; Δf = Bandbreite in Hz; ϱ = Schwingkreisgüte; r = Serienverlustwiderstand in Ω; L = Induktivität in H; R_0 = Resonanzwiderstand in Ω; C = Kapazität in F.

Relative Bandbreite

$$\frac{b_{0,7}}{f_0} = d;$$

$b_{0,7}$ = absolute Bandbreite für Abfall auf 0,707 in Hz; f_0 = Resonanzfrequenz in Hz; d = Dämpfungsfaktor.

Trennschärfe

$$T_q \approx \sqrt{1 + 4\left(\frac{9000\ \text{Hz}}{b_{0,7}}\right)^2};$$

T_9 = Verhältnis der Resonanzspannung zur Spannung einer um 9 kHz neben f_0 liegenden Frequenz; $b_{0,7}$ = absolute Bandbreite für Abfall auf 0,707 in Hz.

Verstimmung durch kleine L- oder C-Änderung

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \approx -\frac{1}{2}\frac{\Delta L}{L} \approx -\frac{1}{2}\frac{\Delta C}{C};$$

$\Delta f/f_0$ bzw. $\Delta\omega/\omega_0$ = relative Frequenzänderung; $\Delta L/L$ = relative Induktivitätsänderung; $\Delta C/C$ = relative Kapazitätsänderung.

Zeitkonstante

$$\tau = C \cdot R = \frac{L}{R};$$

τ = Zeitkonstante in s; C = Kapazität in F; R = Widerstand in Ω; L = Induktivität in H.

Reihenschaltung von Induktivitäten

$$L_{ges} = L_1 + L_2 + L_3 + \cdots;$$

L_{ges} = Gesamtinduktivität der Reihenschaltung in H; L_1 usw. = Einzelinduktivität in H.

Parallelschaltung von Induktivitäten

allgemein

$$\frac{1}{L_{ges}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \cdots;$$

für zwei Glieder

$$L_{ges} = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2};$$

L_{ges} = Gesamtinduktivität der Parallelschaltung in H; L_1 usw. = Einzelinduktivität in H.
(Spulen dürfen nicht aufeinander koppeln!)

Reihenschaltung von Kapazitäten

allgemein

$$\frac{1}{C_{ges}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \cdots;$$

für zwei Glieder

$$C_{ges} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2};$$

C_{ges} = Gesamtkapazität der Reihenschaltung in F; C_1 usw. = Einzelkapazität in F.

Parallelschaltung von Kapazitäten

$$C_{ges} = C_1 + C_2 + C_3 + \cdots;$$

C_{ges} = Gesamtkapazität der Parallelschaltung in F; C_1 usw. = Einzelkapazität in F.

Innenwiderstand

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}, \quad \text{für} \quad U_{g1} = \text{const};$$

R_i = Innenwiderstand in kΩ; ΔU_a = Anodenspannungsänderung in V; ΔI_a = Anodenstromänderung in mA.

Steilheit

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{g1}} \quad \text{für} \quad U_a = \text{const};$$

S = Steilheit in mA/V; ΔI_a = Anodenstromänderung in mA; ΔU_{g1} = Gitterspannungsänderung in V.

Durchgriff

$$D = \frac{\Delta U_{g1}}{\Delta U_a}; \quad \text{für} \quad I_a = \text{const};$$

$$D' = 100 \cdot D;$$

D = Durchgriff; D′ = Durchgriff in Prozent; ΔU_{g1} = Gitterspannungsänderung in V; ΔU_a = Anodenspannungsänderung in V.

Barkhausensche Röhrenformel

$$R_i \cdot S \cdot D = 1;$$

R_i = Innenwiderstand in kΩ; S = Steilheit in mA/V; D = Durchgriff.

Leerlauf-Verstärkungsfaktor

Triode

$$\mu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{g1}} = \frac{1}{D}; \quad \text{für} \quad I_a = \text{const};$$

Pentode

$$\mu = S \cdot R_i;$$

μ = Verstärkungsfaktor; ΔU_a = Anodenspannungsänderung in V; ΔU_{g1} = Gitterspannungsänderung in V; D = Durchgriff; S = Steilheit in mA/V; R_i = Innenwiderstand in kΩ.

Schirmgitterdurchgriff

$$D_2 = \frac{\Delta U_{g1}}{\Delta U_{g2}} = \frac{1}{\mu_2}; \quad \text{für} \quad I_a, U_a = \text{const};$$

D_2 = Schirmgitterdurchgriff; ΔU_{g1} = Gitterspannungsänderung in V; ΔU_{g2} = Schirmgitterspannungsänderung in V; μ_2 = Schirmgitterverstärkungsfaktor.

Dynamische Steilheit

$$S_d = S \cdot \frac{R_i}{R_i + R_a};$$

S_d = dynamische Steilheit in mA/V; S = statische Steilheit in mA/V; R_i = Innenwiderstand in kΩ; R_a = Außenwiderstand in kΩ.

Anodenwechselstrom

$$i_a = u_{g1} \cdot S_d;$$

i_a = Anodenwechselstrom in mA; u_{g1} = Gitterwechselspannung in V; S_d= dynamische Steilheit in mA/V.

Anodenwechselspannung

$$u_a = i_a \cdot R_a = u_{g1} \cdot V_u;$$

u_a = Anodenwechselspannung in V; i_a = Anodenwechselstrom in mA; R_a = Außenwiderstand in kΩ; u_{g1} = Gitterwechselspannung in V; V_u = Spannungsverstärkung.

Spannungsverstärkung

$$V_u = S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a};$$

nur Pentoden:

$$V_u \approx S \cdot R_a;$$

V_u = Spannungsverstärkung; S = Steilheit in mA/V; R_i = Innenwiderstand in kΩ; R_a = Außenwiderstand in kΩ; μ = Leerlauf-Verstärkungsfaktor, D = Durchgriff.

Dynamische Eingangskapazität

$$C_{dyn} = C_{gk} + C_{ga}(1 + V_u);$$

C_{dyn} = dynamische Eingangskapazität in pF; C_{gk} = Gitter-Katoden-Kapazität in pF; C_{ga} = Gitter-Anoden-Kapazität in pF; V_u = Spannungsverstärkung.

Anodenwechselstromleistung

$$P_{\sim} = \frac{i_a \cdot u_a}{8};$$

$P_{\sim}$ = Anodenwechselstromleistung in W; i_a = Anodenwechselstrom in A; u_a = Anodenwechselspannung in V.

Anodenverlustleistung

$$Q_a = P_{=} - P_{\sim};$$

Q_a = Anodenverlustleistung in W; $P_{=}$ = von der Röhre verbrauchte Gleichstromleistung in W; $P_{\sim}$ = Anodenwechselstromleistung in W.

Röhrenwirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_{=}};$$

η = Röhrenwirkungsgrad; $P_{\sim}$ = Anodenwechselstromleistung in W; $P_{=}$ = von der Röhre verbrauchte Gleichstromleistung in W.

Katodenwiderstand

$$R_k = \frac{U_{g1}}{I_k} = \frac{U_{g1}}{I_a + I_{g2}};$$

R_k = Katodenwiderstand in kΩ; U_{g1} = Gittervorspannung in V; I_k = Katodenstrom in mA; I_{g2} = Schirmgitterstrom in mA.

Katodenkapazität (für 5% Verstärkungsverlust)

Triode

$$C_k \approx \frac{3}{D(R_i + R_a)\,\omega_u} \approx \frac{500}{D(R_i + R_a)\,f_u};$$

Pentode

$$C_k \approx \frac{3 \cdot S}{\omega_u} \approx \frac{500 \cdot S}{f_u};$$

C_k = Katodenkapazität in µF; D = Durchgriff in Prozent; R_i = Innenwiderstand in kΩ; R_a = Außenwiderstand in kΩ; f_u = untere Grenzfrequenz in Hz; S = Steilheit in mA/V.

Schirmgitter-Vorwiderstand

$$R_{g2} = \frac{U_B - U_{g2}}{I_{g2}};$$

R_{g2} = Schirmgittervorwiderstand in kΩ; U_B = Speisespannung in V; U_{g2} = Schirmgitterspannung in V; I_{g2} = Schirmgitterstrom in mA.

Schirmgitterkapazität

NF-Verstärker

$$\frac{1}{\omega_u \cdot C_{g2}} \leqq \frac{R_a}{10}; \qquad C_{g2} \geqq \frac{1600}{f_u \cdot R_a};$$

HF-Verstärker

$$\frac{1}{\omega_u \cdot C_{g2}} \leqq \frac{R_a}{5000}; \qquad C_{g2} \geqq \frac{800000}{f_u \cdot R_a};$$

C_{g2} = Schirmgitterkapazität in µF; f_u = untere Grenzfrequenz in Hz; R_a = Außenwiderstand in kΩ.

Kopplungskondensator

$$C_g \geqq \frac{1}{(R_g + R_i')\,\omega_u}; \qquad R_i' = \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a};$$

C_g = Kopplungskondensator in µF; R_g = Gitterableitwiderstand in MΩ; R_i = Innenwiderstand in MΩ; R_a = Außenwiderstand in MΩ; ω_u = untere Grenzkreisfrequenz in Hz.

Größenbezeichnungen

Spannungswerte

U	V	mV	µV
1 V =	1	10^3	10^6
1 mV =	10^{-3}	1	10^3
1 µV =	10^{-6}	10^{-3}	1

Stromstärkewerte

I	A	mA	µA
1 A =	1	10^3	10^6
1 mA =	10^{-3}	1	10^3
1 µA =	10^{-6}	10^{-3}	1

Widerstandswerte

R	Ω	kΩ	MΩ
1 Ω =	1	10^{-3}	10^{-6}
1 kΩ =	10^3	1	10^{-3}
1 MΩ =	10^6	10^3	1

Leistungswerte

P	W	mW	µW
1 W =	1	10^3	10^6
1 mW =	10^{-3}	1	10^3
1 µW =	10^{-6}	10^{-3}	1

Induktivitätswerte

L	H	mH	µH	nH
1 H =	1	10^3	10^6	10^9
1 mH =	10^{-3}	1	10^3	10^6
1 µH =	10^{-6}	10^{-3}	1	10^3
1 nH =	10^{-9}	10^{-6}	10^{-3}	1

Kapazitätswerte

C	F	mF	µF	nF	pF
1 F =	1	10^{3}	10^{6}	10^{9}	10^{12}
1 mF =	10^{-3}	1	10^{3}	10^{6}	10^{9}
1 µF =	10^{-6}	10^{-3}	1	10^{3}	10^{6}
1 nF =	10^{-9}	10^{-6}	10^{-3}	1	10^{3}
1 pF =	10^{-12}	10^{-9}	10^{-6}	10^{-3}	1

Frequenzwerte

f	Hz	kHz	MHz	GHz
1 Hz =	1	10^{-3}	10^{-6}	10^{-9}
1 kHz =	10^{3}	1	10^{-3}	10^{-6}
1 MHz =	10^{6}	10^{3}	1	10^{-3}
1 GHz =	10^{9}	10^{6}	10^{3}	1

Wellenlängenwerte

	m	dm	cm	mm
1 m =	1	10	10^{2}	10^{3}
1 dm =	10^{-1}	1	10	10^{2}
1 cm =	10^{-2}	10^{-1}	1	10
1 mm =	10^{-3}	10^{-2}	10^{-1}	1

funkamateur

amateurfunk · fernsprechen
radio · fernschreiben
fernsehen · elektronik

„funkamateur" unterstützt wirksam die Tätigkeit aller Funkamateure und Nachrichtensportler.

„funkamateur" bringt immer das Neueste auf dem Gebiet des Amateurfunks, der Radio- und Fernsehtechnik, vermittelt wertvolle Erfahrungen für den Selbstbau funktechnischer Geräte und berichtet aus dem Leben der Gesellschaft für Sport und Technik. Informationen aus der Radio- und Fernsehindustrie des In- und Auslandes sowie über Bücher und ausländische Zeitschriften vervollständigen den Inhalt.

„funkamateur" erscheint monatlich mit 32 Seiten und zweifarbigem Kunstdruck-Umschlag zum Preis von 1,– MDN im Deutschen Militärverlag. Sichern Sie sich den Bezug der Zeitschrift durch ein Abonnement.

Hier bitte abschneiden

Ab sofort bestelle ich
bis auf Widerruf
aus dem Deutschen Militärverlag
die Zeitschrift

BESTELLSCHEIN

funkamateur

im Vierteljahrsabonnement zu 3,– MDN*
im Monatsabonnement zu 1,– MDN*

* Nichtzutreffendes bitte streichen

Name

Anschrift

Datum Unterschrift

Bitte diesen Schein bei Ihrem Postamt abgeben

Ein funktechnischer Rechenstab

(Nach „Radio" Heft 2/64)

Die Benutzung von Nomogrammen bei Berechnungen funktechnischer Bauelemente ist nicht immer sehr bequem. Man muß das spezielle Nomogramm und außerdem immer ein Lineal zur Hand haben, um die entsprechenden Punkte in dem Nomogramm verbinden zu können. Bedeutend einfacher und leichter lassen sich dagegen Nomogramme verwenden, die man zueinander verschieben kann, wie zum Beispiel bei einem Rechenstab.

Am Schluß des „Elektronischen Jahrbuches" finden Sie, lieber Leser, die Bestandteile eines funktechnischen Rechenstabes abgedruckt. Mit Hilfe der einzelnen Skalen lassen sich die unbekannten Parameter eines Schwingkreises, wenn zwei andere Werte gegeben sind, im Bereich von 5 Hz bis 5 MHz leicht ermitteln. Außerdem kann man den kapazitiven und den induktiven Widerstand eines Schwingkreises im Bereich von 0,1 Hz bis 10000 MHz sowie die Kapazitäts- und Induktivitätswerte von Kondensatoren und Spulen ermitteln.

Wie der Rechenstab zu handhaben ist, geht aus der Beschriftung neben den jeweiligen Skalen hervor.

Es ist zweckmäßig, bei der Anfertigung des Rechenstabes wie folgt zu verfahren. Die äußeren Skalen mit der Beschriftung bilden sozusagen die Basis des Rechenstabes. Sie können sie unmittelbar mit einer kleinen Zugabe ausschneiden und auf 0,5 mm starken Karton aufkleben. Damit sich der Karton beim Trocknen nicht verzieht, empfiehlt es sich, auch die freibleibende Seite mit weißem Papier zu bekleben. Nachdem die beiden Teile getrocknet sind, beginnt man, die vorgesehenen Felder auszuschneiden.

Der nächste Arbeitsgang besteht darin, den Läufer anzufertigen. Zunächst klebt man eine Skale auf 0,5 mm starken Karton auf und schneidet sie aus. Anschließend wird die zweite Skale genau auf der Rückseite der ersten Skale angeordnet. Dabei ist besonders darauf zu achten, daß die Striche beider Skalen lang genug sind und die Werte leicht abgelesen werden können. Man klebt die zweite Skale zweckmäßig erst dann auf die Rückseite der ersten Skale auf, wenn die beiden äußeren Stabteile (die Basis) miteinander verbunden sind.

Bei der Verbindung der äußeren Skalenteile sollte man sich ebenfalls an die folgenden Hinweise halten. Das Skalenteil 3 mit den drei Fenstern wird auf den Läufer mit der Skale 4 so aufgelegt, daß die Läuferstriche in allen Fenstern etwa die gleiche Länge haben. Man befestigt beide Teile am besten mit Büroklammern. Danach klebt man an den Teil 3 innen etwas Karton, der stärker sein soll als der Läufer, und richtet es außerdem so ein, daß dieser Karton gleichzeitig als Führung für den Läufer dient. Nachdem der Läufer sich frei bewegt und auch die Läuferstriche in allen Fenstern richtig zu sehen sind, kann der zweite äußere Skalenteil auf die Führungsschiene aufgeklebt werden.

Die letzte Arbeit besteht nun darin, den Rechenstab sauber zu beschneiden und an den entsprechenden Markierungen noch mit kleinen Hohlnieten zu versteifen.

Viel Erfolg bei der etwas kniffligen Arbeit! Doch wird Ihnen der Rechenstab sicher ein wertvolles Hilfsmittel sein.

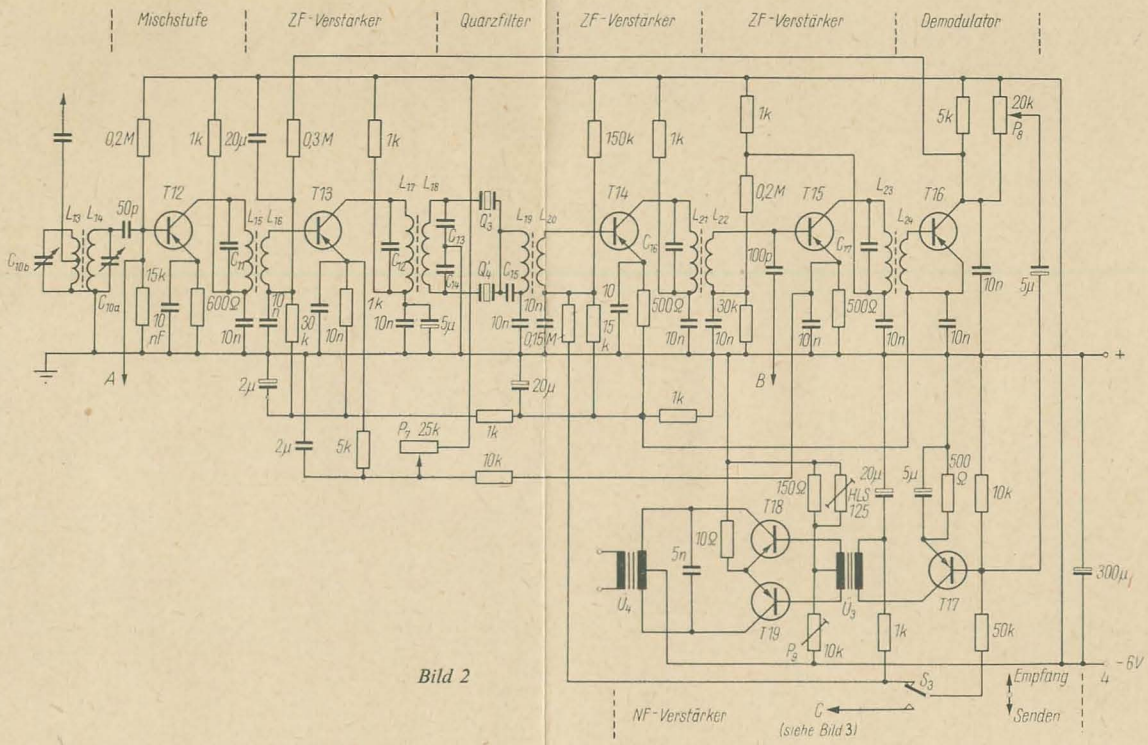


Bild 2

Anlage zu Artikel „Einseitenbandtechnik mit Transistoren" (Seite 137)

$Ü_3$, $Ü_4$: M 42/15
$T_{12} \cdots T_{16}$: OC 883
T_{17}: OC 816
T_{18}, T_{19}: OC 821
$L_{13} \cdots L_{24}$: HF-Topfkerne
$Q'_3 = Q_3$
$Q'_4 = Q_4$
S_3 = Sende-Empfangs-Schalter

L_{13}, C_{10a} } auf Empf.-
L_{14}, C_{10b} } Frequenz

L_{16}, L_{20} } Koppelwicklungen
L_{22}, L_{24} } auf den zugehörigen Schwingkreisspulen

P_7 = HF-Verstärkungsregler
P_8 = NF-Lautstärkeregler

L_{15}, C_{11}
L_{17}, C_{12}
L_{19}, C_{15}
L_{21}, C_{16}
L_{23}, C_{17}
L_{18}, $C_{13,14}$
} auf ZF (entsprechend Q_3, Q_4 abgestimmt)

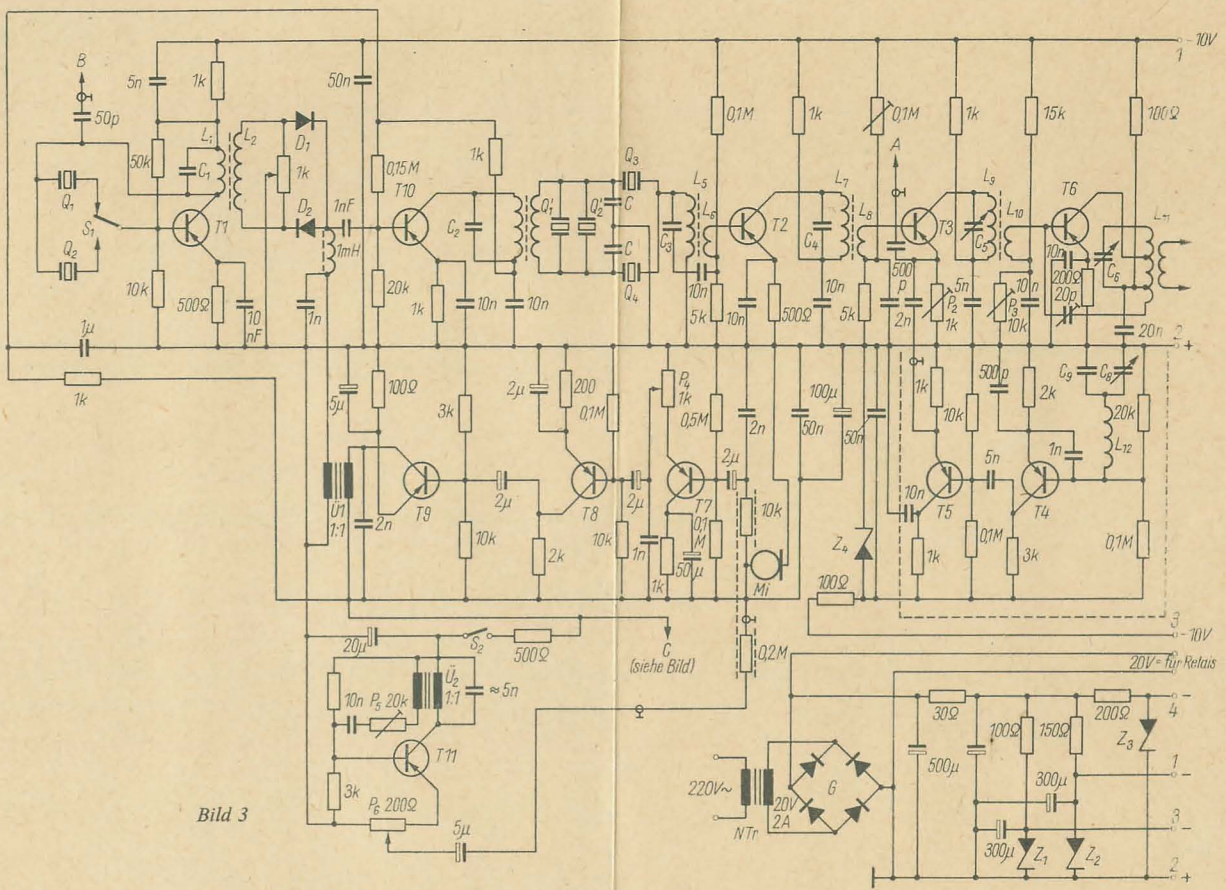


Bild 3

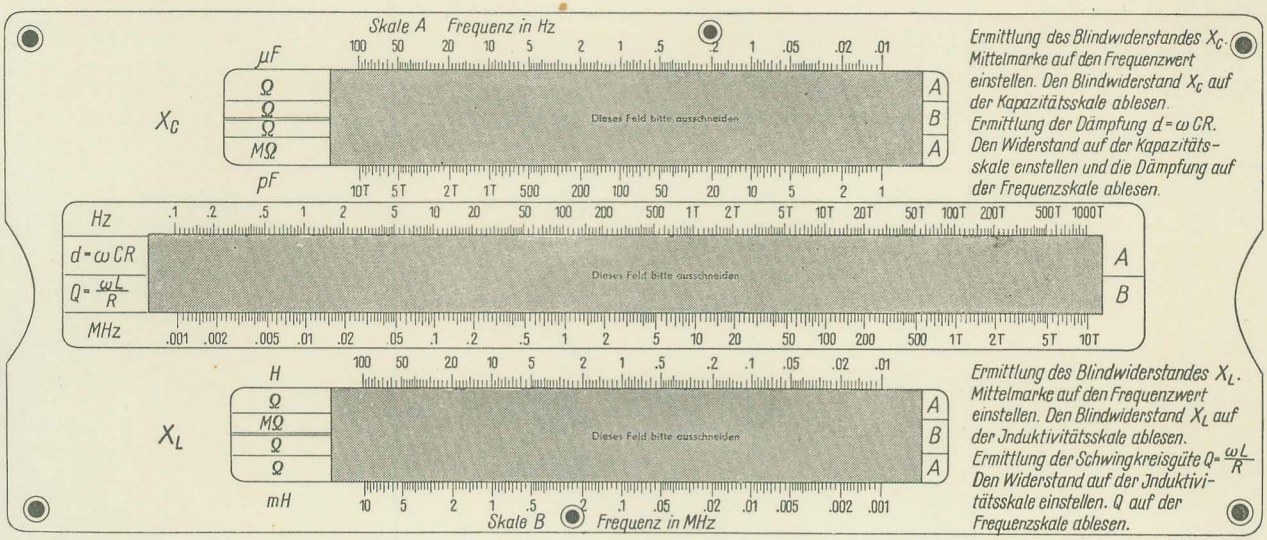
Anlage zu Artikel „Einseitenbandtechnik mit Transistoren" (Seite 137)

L_1, C_1
L_3, C_2
L_4, C, C
L_5, C_3
L_7, C_4
} auf ZF (entspr. Q_1, Q_2 abgestimmt)

L_9, C_5
L_{11}, C_6
} auf Sendefrequenz abgestimmt

$\ddot{U}_1$, $\ddot{U}_2$ = M 30
$L_1 \cdots L_{10}$ = HF-Topfkerne
L_{11}, L_{12} = Keramikkörper 25 ⌀
$Q_1 = Q'_1$: 8997 kHz oder 450 kHz
$Q_2 = Q'_2$: 9000 kHz oder 453 kHz
Q_3: 8997,5 kHz oder 450,5 kHz
Q_4: 8999,5 kHz oder 452,5 kHz

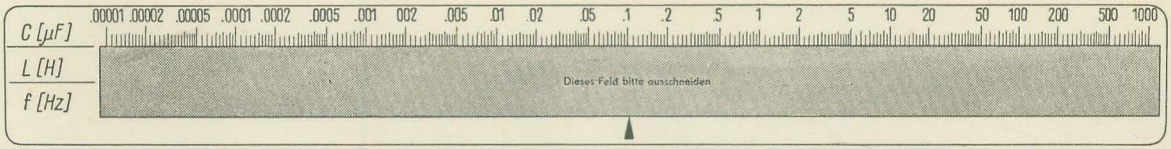
D_1, D_2 = OAA 646
$T_1 \cdots T_6$, T_{10} = OC 883
T_7, T_8 = OC 814
T_9, T_{11} = OC 816
$Z_1 = Z_2$ = ZL 910/10 (ZL10; OAZ 20)
$Z_3 = Z_4$ = ZL 910/16 (ZL6; OAZ 203)
G = 4×OY 111



Ermittlung des Blindwiderstandes X_C. Mittelmarke auf den Frequenzwert einstellen. Den Blindwiderstand X_C auf der Kapazitätsskale ablesen. Ermittlung der Dämpfung $d = \omega CR$. Den Widerstand auf der Kapazitätsskale einstellen und die Dämpfung auf der Frequenzskale ablesen.

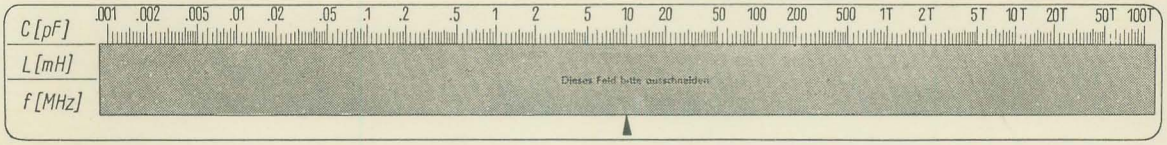
Ermittlung des Blindwiderstandes X_L. Mittelmarke auf den Frequenzwert einstellen. Den Blindwiderstand X_L auf der Induktivitätsskale ablesen. Ermittlung der Schwingkreisgüte $Q = \frac{\omega L}{R}$. Den Widerstand auf der Induktivitätsskale einstellen. Q auf der Frequenzskale ablesen.

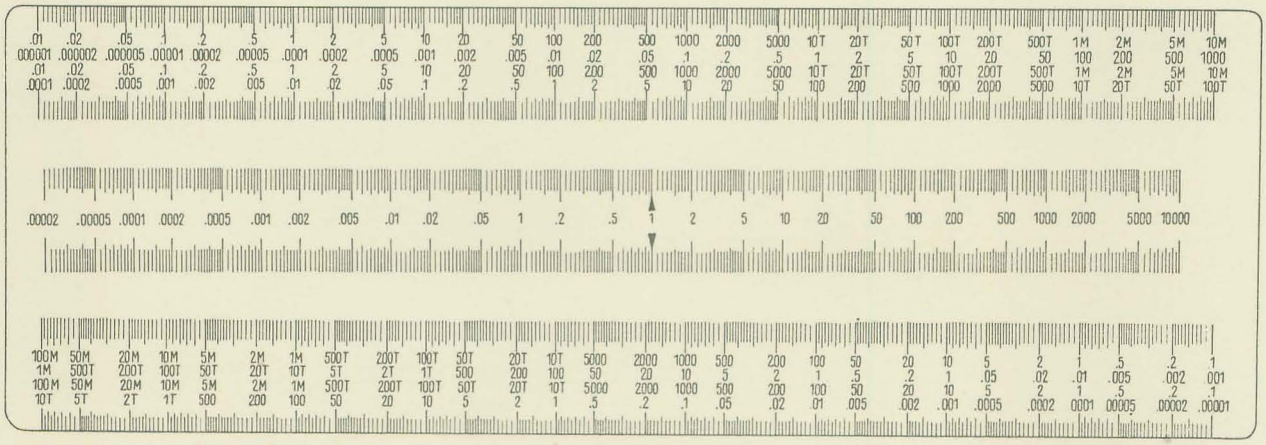
Bestimmung der Schwingkreisparameter LC und f

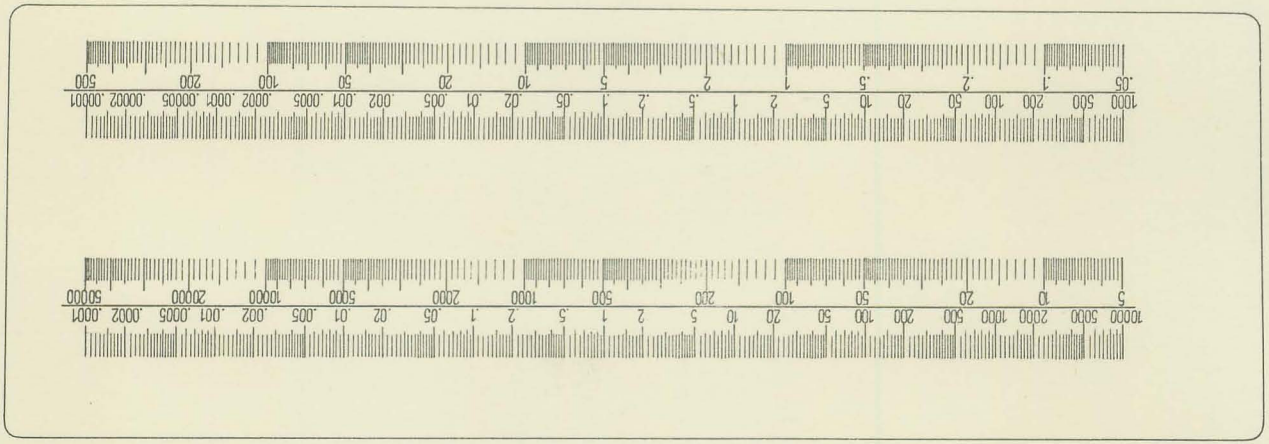


1. Den Kapazitätswert unter den Induktivitätswert ziehen und die Resonanzfrequenz an der Mittelmarke der gleichen Skale ablesen

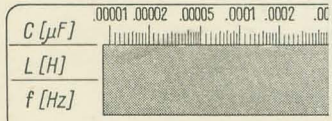
2. Die Frequenz unter die Mittelmarke ziehen und entweder unter der Kapazitätsskale (Induktivitätsskale) die Induktivität (Kapazität) auf der gleichen Skale ablesen.

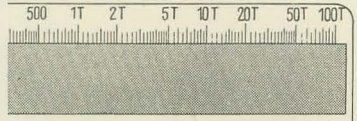



.01 .02 .05 .1 .2 .5 1 2 5 10 20 50 100 200 500 1000 2000 5000 10T 20T 50T 100T 200T 500T 1M 2M 5M 10M
.000001 .000002 .000005 .00001 .00002 .00005 .0001 .0002 .0005 .001 .002 .005 .01 .02 .05 .1 .2 .5 1 2 5 10 20 50 100 200 500 1000 2000 5000 10T 20T 50T 100T 200T 500T 1M 2M 5M 10M
.01 .02 .05 .1 .2 .5 1 2 5 10 20 50 100 200 500 1000 2000 5000 10T 20T 50T 100T 200T 500T 1M 2M 5M 10M
.0001 .0002 .0005 .001 .002 .005 .01 .02 .05 .1 .2 .5 1 2 5 10 20 50 100 200 500 1000 2000 5000 10T 20T 50T 100T
.00002 .00005 .0001 .0002 .0005 .001 .002 .005 .01 .02 .05 1 .2 .5 1 2 5 10 20 50 100 200 500 1000 2000 5000 10000
100M 50M 20M 10M 5M 2M 1M 500T 200T 100T 50T 20T 10T 5000 2000 1000 500 200 100 50 20 10 5 2 1 .5 .2 1
1M 500T 200T 100T 50T 20T 10T 5T 2T 1T 500 200 100 50 20 10 5 2 1 .5 .2 .1 .05 .02 .01 .005 .002 .001
100M 50M 20M 10M 5M 2M 1M 500T 200T 100T 50T 20T 10T 5000 2000 1000 500 200 100 50 20 10 5 2 1 .5 .2 .1
10T 5T 2T 1T 500 200 100 50 20 10 5 2 1 .5 .2 .1 .05 .02 .01 .005 .002 .001 .0005 .0002 .0001 .00005 .00002 .00001


.05 .1 .2 .5 1 2 5 10 20 50 100 200 500
10000 5000 2000 1000 500 200 100 50 20 10 5 2 1 .5 .2 .1 .05 .02 .01 .005 .002 .0007 .0005 .00005 .00002 .00001
5 10 20 50 100 200 500 1000 2000 5000 10000 20000 50000
10000 5000 2000 1000 500 200 100 50 20 10 5 2 1 .5 .2 .1 .05 .02 .01 .005 .002 .0005 .0001

Besi



1. Den Kapazitätswert unter d
Resonanzfrequenz an der Mi

er die Mittelmarke ziehen und entweder
ätsskale (Induktivitätsskale) die Induk-
t) auf der gleichen Skale ablesen.